

Einsatz von geeigneten Verfahren der Pulslängenmodulation zur Ansteuerung von Hochfrequenz-Schaltverstärkern

Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Christian Hartmann

Gutachter:

Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Georg Fischer

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Georg Böck

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 7.3.2016

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2016000355

Abstract

The energy efficiency of RF power amplifiers has moved into the spotlight of interest with the very dynamical development of mobile communication systems in recent years, since it affects the possible operating time of mobile devices and also has significant influence on the operating costs of the mobile network itself. From this the motivation for the application of RF switch mode power amplifiers is derived, which promise to operate with significantly improved efficiency. To control such a RF switch mode amplifier stage, a conditioning of the RF input signal by means of a corresponding modulator circuit is necessary. In the present work, with the examples of the conventional pulse length modulation and bandpass pulse length modulation, techniques for the control of switch mode amplifiers have been investigated which are suitable for efficient power amplification of high-frequency signals with variable envelope. Initially, by means of theoretical considerations and simulations the relevant characteristics of the two modulation techniques for the application in switch mode amplifiers were determined. Of particular interest here was the investigation of the coding efficiency, achievable with the respective modulation scheme. The coding efficiency describes the amount of useful signal power or respectively signal amplitude, which can be extracted out of the modulator output signal spectrum and is of great importance regarding the attainable power efficiency of a switch mode amplifier. Here, RF input signals in the frequency range of 450 MHz to 3 GHz were considered, as they are of particular interest for applications in the field of mobile communication systems. Whithin the investigated method of bandpass pulse length modulation, special attention was given to a novel modulator circuit configuration which provides a linear transfer of the envelope information of the RF signal. Compared to conventional pulse length modulation, the bandpass pulse length modulation is characterized by a particularly high coding efficiency, which makes it advantageous for the control of switch mode amplifiers. By means of practical implementations in the form of integrated modulator circuits in a 250 nm-SiGe semiconductor technology the most important characteristics of the modulation techniques could be verified by measurements and the suitability of the two investigated methods for practical use could be proved.

Zusammenfassung

Die Energieeffizienz von HF-Leistungsverstärkern ist mit der sehr dynamischen Entwicklung des Mobilfunks in den letzten Jahren verstärkt in den Brennpunkt des Interesses gerückt, da sie maßgeblichen Einfluss auf die mögliche Betriebsdauer von mobilen Endgeräten hat und sich auch signifikant auf die Betriebskosten des Mobilfunknetzes selbst auswirkt. Hieraus leitet sich die Motivation zum Einsatz von HF-Schaltverstärkern ab, die einen Betrieb mit deutlich verbessertem Wirkungsgrad versprechen. Zur Ansteuerung einer derartigen HF-Schaltverstärkerstufe ist aber eine Aufbereitung des HF-Nutzsignals mit Hilfe einer entsprechenden Modulatorschaltung notwendig. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden am Beispiel der konventionellen Pulslängenmodulation, sowie der Bandpass-Pulslängenmodulation Verfahren zur Ansteuerung von Schaltverstärkern untersucht, die sich zur effizienten Leistungsverstärkung von Hochfrequenzsignalen mit variabler Einhüllenden eignen. Es wurden zunächst mit Hilfe theoretischer Überlegungen und Simulationen die für den Einsatz in Schaltverstärkern maßgeblichen Eigenschaften der beiden Modulationsverfahren bestimmt. Von besonderem Interesse war hierbei die Untersuchung der mit dem jeweiligen Modulationsverfahren erreichbaren Kodiereffizienz, welche die dem Ausgangssignalspektrum des Modulators entnehmbare Nutzsignalleistung bzw. -amplitude beschreibt und für den erzielbaren Wirkungsgrad eines Schaltverstärkers von großer Bedeutung ist. Hierbei sind HF-Nutzsignale im Frequenzbereich von 450 MHz bis 3 GHz betrachtet worden, wie sie insbesondere für Anwendungen in der Mobilkommunikation von Interesse sind. Beim untersuchten Verfahren der Bandpass-Pulslängenmodulation lag das Augenmerk insbesondere auf einer neuartigen Schaltungsanordnung des Modulators, die eine lineare Übertragung der Hüllkurveninformation des HF-Nutzsignals ermöglicht. Im Vergleich zur konventionellen Pulslängenmodulation zeichnet sich die Bandpass-Pulslängenmodulation durch eine besonders hohe Kodiereffizienz aus, weshalb sie sich für die Ansteuerung von Schaltverstärkern als vorteilhaft erweist. Anhand von praktischen Implementierungen in Form von integrierten Modulatorschaltungen in einer 250 nm-SiGe-Halbleitertechnologie konnten die wichtigsten Eigenschaften der Modulationsverfahren messtechnisch verifiziert und die Tauglichkeit der beiden untersuchten Verfahren für den praktischen Einsatz nachgewiesen werden.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Verfahren zur Pulslängenmodulation von Hochfrequenz-Signalen	9
2.1. Konventionelle Pulslängenmodulation	9
2.1.1. Funktionsprinzip	10
2.1.2. PLM-Spektrum eines sinusförmigen Signales	11
2.1.3. Einfluss des Überabtastfaktors auf die Verzerrung des Nutzsignals	16
2.1.4. Kodiereffizienz	19
2.2. Bandpass-Pulslängenmodulation	25
2.2.1. Grundprinzip	25
2.2.2. Spektrale Eigenschaften	27
2.2.3. Kodiereffizienz	32
2.2.4. Einfluss der Impulsflanken auf Übertragungsverhalten und Dyna- mikbereich	37
2.2.5. Beeinträchtigung der Übertragungsfunktion des BP-PLM durch Abweichungen der Pulslänge	41
2.2.6. Einfluss von zufälligem Jitter auf das BP-PLM-Ausgangssignal . .	42
2.2.7. Bandpass-Pulslängenmodulation mit Linearisierung durch Vorver- zerrung und Rückkopplung des Hüllkurvensignals	44
2.2.8. Bandpass-Pulslängenmodulation nach der Pfaddifferenzmethode .	46
2.2.9. Digitaler Bandpass-Pulslängenmodulator	47
2.2.10. Bandpass-Pulslängenmodulation mit inhärenter Linearisierung der Hüllkurvenübertragungsfunktion	49
3. Entwurf integrierter Pulslängenmodulatorschaltungen	53
3.1. Überblick über die eingesetzte SiGe-BiCMOS-Technologie	53
3.2. Konventioneller Pulslängenmodulator-Schaltkreis	55
3.2.1. Stromspiegelschaltungen	55
3.2.2. Komparator	58
3.2.3. Dreiecksignalgenerator	64
3.2.4. Analyse der Qualität der erzeugten Dreieckssignale	69
3.2.5. Ausgangsstufe	71
3.3. Layout des konventionellen Pulslängenmodulator-Schaltkreises	74
3.4. Bandpass-Pulslängenmodulator-Schaltkreis	78
3.4.1. Komparator	78
3.4.2. Flipflop-Logik	82
3.4.3. Ausgangsstufe	87

3.5. Layout des Bandpass-Pulslängenmodulator-Schaltkreises	88
4. Messtechnische Charakterisierung der entworfenen Schaltkreise	91
4.1. Messungen am Pulslängenmodulator-Schaltkreis	91
4.1.1. Modulatormodul	91
4.1.2. Zeitbereichssignal	91
4.1.3. Übertragungscharakteristik	93
4.1.4. Ausgangsspektrum	95
4.1.5. Betrag des Fehlervektors	98
4.1.6. Nachbarkanalleistungsverhältnis	104
4.1.7. Konstellationsdiagramm	109
4.1.8. Intermodulationsverhalten	111
4.1.9. Pulslängenstatistik	115
4.2. Messungen am Bandpass-Pulslängenmodulatorschaltkreis	118
4.2.1. Modulatormodul	118
4.2.2. Bereitstellung der Messsignale	119
4.2.3. Messaufbau	121
4.2.4. Zeitbereichssignal	123
4.2.5. Übertragungscharakteristik	125
4.2.6. Ausgangsspektrum	129
4.2.7. Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis	132
4.2.8. Betrag des Fehlervektors	133
4.2.9. Nachbarkanalleistungsverhältnis	137
4.2.10. Konstellationsdiagramm	142
4.2.11. Pulslängenstatistik	143
4.3. Zusammenfassung der Messergebnisse	145
5. Zusammenfassung und Ausblick auf die weitere Entwicklung	147
Formelzeichen	151
Abkürzungen	155
Literaturverzeichnis	157
Eigene Veröffentlichungen	167
A. Anhang	A
A.1. Matlab-Skripte	A
A.1.1. Berechnung des Spektrums bei der konventionellen PLM	A
A.1.1.1. Berechnung eines Fourierkoeffizienten	A
A.1.1.2. Berechnung des Gesamtspektrums	A
A.1.2. Berechnung von QAM-Testsignalen	B
A.1.3. Berechnung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Modulations- onssignals	D

A.1.4. Leistungskodiereffizienz bei der konventionellen PLM	D
A.2. Layouts der entworfenen Schaltkreise	E
A.3. Weitere ACPR-Messwerte beim PLM	G
A.4. Konstellationsdiagramme und Spektren von Messungen an PLM und BP- PLM	I
A.4.1. Ausgangssignale des Signalgenerators <i>SMIQ</i> bei den PLM-Messungen	I
A.4.2. Konstellationsdiagramme und Spektren von Messungen am PLM .	K
A.4.3. Konstellationsdiagramme und Spektren von Messungen am BP-PLM	M

Abbildungen

1.1. Prinzipschaltbild Schaltverstärkersystem	5
1.2. Klasse-S Schaltverstärkergrundsaltungen	6
2.1. Grundprinzip der konventionellen Pulslängenmodulation	10
2.2. Aufbau des Rechteckpulses aus zwei Sägezahnsignalen.	12
2.3. Amplitudenspektrum eines PLM-Signals bei Vollaussteuerung	15
2.4. Leistungskodiereffizienz bei der Pulslängenmodulation	22
2.5. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für ein QPSK-Signal ($\alpha = 0,22$)	24
2.6. Grundprinzip der Bandpass-Pulslängenmodulation nach <i>P. Beßlich/ F. H. Raab</i>	27
2.7. Berechnetes BP-PLM-Ausgangssignalspektrum	30
2.8. Leistungskodiereffizienzen bei der BP-PLM	34
2.9. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für QPSK-Signal ($\alpha = 0,22$) über Amplitude bzw. Pulslänge	35
2.10. Kenngrößen eines nichtidealen Rechteckimpulses	37
2.11. Einfluss der Flankensteilheit auf das Übertragungsverhalten beim BP-PLM	39
2.12. Abhängigkeit des Dynamikbereichs von der Flankensteilheit beim BP-PLM	40
2.13. Auswirkung von Abweichungen der Pulslänge bei der BP-PLM	42
2.14. Einfluss von Jitter auf das <i>SNR</i> beim BP-PLM	44
2.15. BP-PLM nach <i>M. Nielsen</i>	45
2.16. BP-PLM nach der Pfaddifferenzmethode	46
2.17. Digitaler BP-PLM nach der Pfaddifferenzmethode	48
2.18. Möglichkeiten zu Erzeugung des BP-PLM-Ausgangssignals	49
2.19. Schaltungsanordnung für einen BP-PLM mit inhärenter Linearisierung der Hüllkurvenübertragungscharakteristik	51
2.20. Zusammenspiel der Signale im BP-PLM	52
3.1. Schaltungsstrukturen zur Verwendung als Stromspiegel	56
3.2. Komparatorschaltung im BP-PLM	60
3.3. Ausgangssignalverlauf der Differenzverstärkerstufen im Komparator	62
3.4. Schaltverhalten des Komparators	63
3.5. Signaldurchlaufverzögerung des Komparators	64
3.6. Dreieckssignalerzeugung durch Konstantstromladung einer Kapazität	65
3.7. Schaltung des Dreieckssignalgenerators	66
3.8. Übertragungsverhalten der als Pufferstufe verwendeten Differenzverstärkerstufe in Abhängigkeit vom verwendeten Gegenkopplungswiderstand R_e	67
3.9. Simulationsergebnisse des Dreieckssignals für verschiedene Ladeströme.	68

3.10. Normierte reale und ideale Dreieckssignale für verschiedene Ladeströme. . .	71
3.11. Ausgangsstufe des konventionellen PLM	72
3.12. Layout der PLM-Schaltung	75
3.13. Chipfoto des PLM-Schaltkreises	77
3.14. Komparatorschaltung im BP-PLM	78
3.15. Signaldurchlaufverzögerung des Komparators im BP-PLM	80
3.16. Ausgangssignal des BP-PLM-Komparators: Signaldurchlaufverzögerung . .	82
3.17. JR-Flipflop im BP-PLM	83
3.18. ECL-NOR-Gatter	85
3.19. Ausgangsstufe des BP-PLM	87
3.20. Chipfoto des Bandpass-PLM-Schaltkreises	88
4.1. PLM-Modul	92
4.2. PLM-Zeitbereichssignal	93
4.3. Übertragungscharakteristik beim PLM	94
4.4. Spektrum eines QPSK-Signals beim PLM (3,125 MSym/s)	96
4.5. Spektrum eines QPSK-Signals beim PLM	97
4.6. Darstellung des Fehlervektors	99
4.7. EVM-Messergebnisse beim PLM für ein 450 MHz-QPSK-Signal mit 1 MSym/s Symbolrate	101
4.8. EVM-Messergebnisse beim PLM für Nutzsignale mit QPSK-Modulation bei verschiedenen Symbolraten und Frequenzen	103
4.9. EVM-Messergebnisse beim PLM für 16QAM-Signale mit 1 MSym/s und 3,125 MSym/s Symbolrate	104
4.10. ACPR für 450 MHz-QPSK-Signal (1 MSym/s) beim PLM mit 1 mA La- destrom und Variation der Taktfrequenz	107
4.11. ACPR für 450 MHz-QPSK-Signal (1 MSym/s) beim PLM mit 0,5 mA und 1,8 mA Ladestrom	108
4.12. Konstellationsdiagramme beim PLM mit 16QAM-Modulation	110
4.13. IM3-Verhalten des PLM-Schaltkreises	113
4.14. IP3-Verhalten des PLM-Schaltkreises	115
4.15. Pulslängenverteilung PLM	116
4.16. BP-PLM-Modul	118
4.17. Prinzip der Generierung der Messsignale zum Test des BP-PLM-Schaltkreises	119
4.18. Schema des zur Charakterisierung der Übertragungseigenschaften des BP- PLM-Schaltkreises verwendeten Messaufbaus	122
4.19. BP-PLM-Zeitbereichssignal	124
4.20. Übertragungscharakteristik des BP-PLM	125
4.21. Tastverhältnis τ/T des BP-PLM-Ausgangssignals in Abhängigkeit von der Hüllkurvensignalamplitude	127
4.22. AM/AM- und AM/PM-Konversion beim BP-PLM	128
4.23. Spektrum eines 450 MHz-QPSK-Signals am BP-PLM-Ausgang	129
4.24. Spektrum des QPSK-Signals in 10 GHz Bandbreite	130

4.25. CNR beim BP-PLM	132
4.26. BP-PLM: EVM für QPSK-Signal mit 1 MSym/s	135
4.27. BP-PLM: EVM für QPSK-Signal mit 3,125 MSym/s	136
4.28. BP-PLM: EVM für 16QAM-Signale mit 1 bzw. 3,125 MSym/s	136
4.29. BP-PLM: ACPR für QPSK-Signale mit 1 bzw. 3,125 MSym/s	138
4.30. BP-PLM: ACPR für 16QAM-Signale mit 1 bzw. 3,125 MSym/s	139
4.31. Einfluss des Laufzeitausgleichs im Konstellationsdiagramm beim BP-PLM	142
4.32. Pulslängenverteilung BP-PLM	143
A.1. Layout des PLM-ICs	E
A.2. Layout des Bandpass-PLM-ICs	F
A.3. ACPR für 900 MHz-QPSK- und 450 MHz-16QAM-Signale (1 MSym/s) beim PLM.	G
A.4. ACPR für ein 16QAM-Signal mit 450 MHz und 900 MHz (3,125 MSym/s) beim PLM.	G
A.5. ACPR für ein 450 MHz-QPSK-Signal (3,125 MSym/s) beim PLM.	H
A.6. Konstellationsdiagramm und Spektrum <i>SMIQ</i> : QPSK, 450 MHz, 1 MSym/s, -20 dBm	I
A.7. Konstellationsdiagramm und Spektrum <i>SMIQ</i> : QPSK, 450 MHz, 3,125 MSym/s, -8 dBm	J
A.8. Konstellationsdiagramm und Spektrum <i>SMIQ</i> : 16QAM, 900 MHz, 1 MSym/s, -8 dBm	J
A.9. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim PLM: QPSK, 450 MHz f_{in} , 1 MSym/s, -20 dBm, 1,82 GHz f_{clk}	K
A.10. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim PLM: QPSK, 450 MHz f_{in} , 1 MSym/s, -8 dBm, 1,82 GHz f_{clk}	K
A.11. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim PLM: 16QAM, 900 MHz f_{in} , 3,125 MSym/s, -20 dBm, 1,82 GHz f_{clk}	L
A.12. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim PLM: 16QAM, 900 MHz f_{in} , 3,125 MSym/s, -9 dBm, 1,82 GHz f_{clk}	L
A.13. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim BP-PLM: QPSK, 450 MHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h	M
A.14. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim BP-PLM: QPSK, 900 MHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h	M
A.15. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim BP-PLM: 16QAM, 2 GHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h	N
A.16. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim BP-PLM: 16QAM, 3 GHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h	N
A.17. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim BP-PLM: 64QAM, 900 MHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h	O
A.18. Konstellationsdiagramm und Ausgangsspektrum beim BP-PLM: QPSK, 3 GHz f_{in} , 1 bzw. 3,125 MSym/s, 500 mV / 50 mV \hat{s}_h	O

Tabellen

2.1. Anharmonische Klirrfaktoren bei der Nutzsignalfrequenz	19
2.2. Crestfaktor und Leistungskodiereffizienz für verschiedene digitale Modulationsverfahren bei konventioneller PLM.	24
2.3. Leistungskodiereffizienzen für verschiedene digitale Modulationsverfahren bei der BP-PLM	36
3.1. Zustandstabelle für das JR-Flipflop	84
4.1. EVM-Messwerte für den Vektorsignalgenerator <i>SMIQ</i>	100
4.2. ACPR-Messwerte für den Vektorsignalgenerator <i>SMIQ</i>	106
4.3. EVM-Minimalwerte beim BP-PLM	134
4.4. Zusammenfassung der ACPR-Werte für den BP-PLM bei Vollaussteuerung	141
4.5. Gegenüberstellung von Messwerten der PLM- und BP-PLM-Schaltkreise .	145

Danksagung

Ich möchte mich an dieser Stelle herzlich bei allen Personen bedanken, die während der Arbeiten zu der vorliegenden Dissertation Unterstützung geleistet haben. Großer Dank gilt meinem wissenschaftlichen Betreuer Prof. Dr. Matthias Hein für die Möglichkeit, im Rahmen des Forschungsprojektes *HMOS* am Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik tätig gewesen zu sein und die außerordentliche Geduld bis zur Fertigstellung der Dissertationsschrift. Dem Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) danke ich für die großzügige Unterstützung des dieser Arbeit zugrunde liegenden Forschungsprojektes *HMOS – Signalbereitstellung im Zeit- und Frequenzbereich*, welches im Rahmen des BMBF-Förderschwerpunktes *mobileGaN/ Class-S* gefördert worden ist (Förderkennziffer: 01BU0603). Den Professoren Dr. Georg Fischer und Dr. Georg Böck danke ich für die Übernahme der Tätigkeit als Gutachter im Promotionsverfahren. Ebenso gilt mein Dank den Mitarbeitern bei den beteiligten Projektpartnern, die bei den Arbeiten hilfreich zur Seite gestanden haben. Beim IHP GmbH, Frankfurt/ Oder haben Dr. Hans Gustat und Pylyp Ostrovskyy Unterstützung in Fragen des IC-Entwurfs geleistet. Auf Seiten des Projektpartners Airbus Defense & Space GmbH, Ulm hat Rolf Reber die Testplatine für den konventionellen Pulslängenmodulator entworfen und gefertigt, sowie für den entworfenen Bandpass-Pulslängenmodulatorschaltkreis Bondarbeiten zur Montage des Chips auf einer Testplatine vermittelt. In Zusammenarbeit mit Daniel Markert bei Alcatel-Lucent Deutschland AG, Stuttgart konnten im Nachgang des Projektes noch Messungen am Bandpass-Pulslängenmodulator mit UMTS-Testsignalen durchgeführt werden, die aufschlussreiche Ergebnisse brachten. Den technischen Mitarbeitern am Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, Matthias Zocher und Michael Huhn danke ich für die gute Zusammenarbeit und Unterstützung bei Versuchsaufbauten und Messungen. Meiner Kollegin im Projekt *HMOS*, Elena Brandl danke ich für die gute Zusammenarbeit und zahlreiche Diskussionen, bei denen immer wieder neue Ideen und Lösungsmöglichkeiten entstanden sind und diese dann im Rahmen gemeinsamer Versuche an Schaltverstärkeraufbauten ausprobiert worden sind. Meinem ehemaligen Diplomanden Martin Haas-Zens gebührt großer Dank für die engagierte Arbeit im Rahmen seiner Diplomarbeit, bei der der Bandpass-Pulslängenmodulatorschaltkreis entstanden ist und auch zahlreiche theoretische Erkenntnisse im Hinblick auf das Funktionsprinzip der Bandpass-Pulslängenmodulation gewonnen werden konnten. Schließlich gilt mein besonderer Dank Dr. Kurt Blau für die hervorragende langjährige Zusammenarbeit, in deren Verlauf in unzähligen Diskussionen Lösungsansätze erdacht wurden und zahlreiche Hinweise von ihm beim Verfassen der Dissertationsschrift eingeflossen sind. Für die aufgewendete Mühe bei der Durchsicht des Textes der vorliegenden Arbeit bedanke ich mich nochmals ganz herzlich.

Stein/ Ilmenau, Juli 2015

1. Einleitung

Die Entwicklung mobiler Kommunikationssysteme hat im Verlauf etwa der letzten 25 Jahre eine immer stärker werdende Dynamik entfaltet und sich dabei von einem, infolge anfangs sehr hoher Kosten, exklusiven Kommunikationsmittel für nur wenige Teilnehmer zur allgegenwärtigen Massenkommunikation der heutigen Zeit entwickelt. Der Fokus der Entwicklung lag dabei lange Zeit auf der Implementierung immer umfangreicherer Funktions- und Leistungsmerkmale der Mobilfunknetze und Endgeräte, welche die Voraussetzung für einen flächendeckenden Betrieb mit einer großen Anzahl an Teilnehmern geschaffen haben. Über lange Zeit kamen dabei zunächst ausschließlich analoge Modulationsverfahren zum Einsatz (in Deutschland A, B und C-Netz). Diese Mobilfunksysteme der ersten Generation wiesen allerdings noch einige Nachteile auf, die einer umfassenden Verbreitung dieser Systeme bei den Anwendern im Wege standen. Insbesondere der hohe Bandbreitenbedarf der analogen Modulationsverfahren im Spektrum schränkten die Teilnehmerzahl ein und erschwerten die Implementierung komfortabler Netzfunktionalitäten, wie z. B. der automatischen Weiterreichung des Teilnehmers zwischen benachbarten Funkzellen oder der Erreichbarkeit ohne vorherige Kenntnis des ungefähren Aufenthaltsorts. Mit der Evolution hin zu Systemen der zweiten Generation Anfang der 90er Jahre erfolgte die vollständige Digitalisierung der Netze, wobei hier insbesondere der *GSM*-Standard in Europa zu einer regelrechten Beflügelung der Verbreitung von Mobilkommunikation geführt hat. Einerseits konnten hierdurch die Kapazität der Netze drastisch gesteigert und neben der reinen Sprachkommunikation zahlreiche neue Dienste verwirklicht werden (wie z. B. SMS-Textnachrichten oder Datenübertragung über das Funknetz). Andererseits konnten auch deutliche Fortschritte in der Energieeffizienz und Miniaturisierung der Endgeräte erzielt werden, die eine Entwicklung hin zu echter Mobilkommunikation ermöglichte. Geräte der ersten Generation waren hierzu oftmals noch zu groß bzw. hatten einen erheblichen Energieverbrauch, so dass sie meist nur als Autotelefon fest eingebaut werden konnten. Der Energieeffizienz der mobilen Endgeräte kommt in letzter Zeit eine immer größere Bedeutung zu, da eine möglichst lange Betriebsdauer ohne zwischenzeitlichen Aufladevorgang erwünscht ist. Der erhöhte Energieverbrauch bei Geräten mit verhältnismäßig schlechter Energieeffizienz erfordert eine höhere Batteriekapazität, verbunden mit höherem Gewicht und Volumen. Die infolge des Fortschritts der Halbleitertechnologie möglichen Potenziale zur Miniaturisierung der Geräte durch Verwendung hochintegrierter Schaltkreise können dann infolge der großvolumigen Batterien nicht vollständig genutzt werden.

Der energieeffiziente Betrieb eines HF-Leistungsverstärkers, wie er eben auch in Mobiltelefonen Verwendung findet, wird insbesondere dann erreicht, wenn der Verstärker mit Vollaussteuerung betrieben wird. Günstig ist daher die Verwendung eines Modulationsverfahrens, welches eine konstante Einhüllende besitzt, da dadurch die Aussteuerung

des Verstärkers zeitinvariant wird. Beim Entwurf eines Mobilkommunikationssystems besteht hinsichtlich des verwendeten Modulationsverfahrens allerdings immer ein Konflikt zwischen einer möglichst hohen spektralen Effizienz, d. h. dem Verhältnis der übertragbaren Bitrate zur dabei benötigten Bandbreite im Spektrum [1, 2] und dem energieeffizienten Betrieb des mobilen Endgeräts. So besitzt beispielsweise das beim *GSM*-System verwendete *GMSK*-Verfahren (Gaussian Minimum Shift Keying) eine konstante Hüllkurve. Allerdings ist die spektrale Effizienz relativ gering. Da die Anforderungen an die übertragbare Datenrate mit der Entwicklung neuer Dienste immer weiter gestiegen sind, wurde mit Einführung der Systeme der dritten Generation (*UMTS*) die Verwendung höherwertiger digitaler Modulationsverfahren erforderlich, um die im Spektrum belegte Bandbreite zu begrenzen. So kommt etwa beim *UMTS*-System QPSK und zum Teil sogar 16QAM zum Einsatz [3], sowie 64QAM bei der aktuell neuesten Generation *LTE*. Die Hüllkurve des HF-Signals wird dadurch aber zeitlich variabel, womit die Aussteuerung des HF-Verstärkers ebenfalls zeitabhängig wird. Dies hat bei Verwendung herkömmlicher Linearverstärker, d. h. Verstärker im A-, A/B- bzw. B-Betrieb, infolge des großen Verhältnisses zwischen Spitzen- und Mittelwert der übertragenen HF-Leistung (*Peak to Average Power Ratio*, PAPR bzw. Crestfaktor, z. B. 7 dB bei QPSK) einen deutlichen Einbruch des Wirkungsgrades zur Folge, da der Verstärker die relativ selten auftretende Signalspitzenleistung abbilden können muss, während die mittlere Leistung weniger als ein Viertel des Spitzenwertes, im Extremfall evtl. auch nur ein Zehntel ($\text{PAPR} = 10 \text{ dB}$) davon beträgt. Verschärft wird die Situation zusätzlich, wenn der Leistungsverstärker zur Gewährleistung einer hinreichend großen Linearität mit einer Linearitätsreserve von einigen Dezibel unterhalb der möglichen Maximalleistung betrieben werden muss bzw. der Betrieb im sogenannten „Backoff“-Bereich erfolgt. Hierbei liefert der Verstärker nur einen Bruchteil seiner Maximalleistung, welche heruntergeregelt wird, weil beispielsweise das Mobilgerät sich in unmittelbarer Nähe der Basisstation befindet. Um die Leistung hierbei schnell regeln zu können, erfolgt dies meist nicht über eine Änderung der Betriebsspannung, welche prinzipiell mit hohem Wirkungsgrad umsetzbar wäre, sondern über den Eingangssignalpegel der Endstufe. Letztlich führen die beschriebenen Betriebsweisen zu einem drastischen Einbruch des Wirkungsgrades des Leistungsverstärkers, der dann in vielen Fällen anstatt der bei Vollaussteuerung z. B. beim B-Verstärker theoretisch möglichen ca. 78,5 % nur noch etwa 20 % bis 30 % erreicht. Im Falle eines Mobilgeräts ist damit natürlich eine schlechtere Ausnutzung der Batteriekapazität verbunden.

Durch den umfangreichen, flächendeckenden Ausbau der Mobilkommunikationsnetze kommt aber auch der Energieeffizienz der Basisstationen eine steigende Bedeutung zu, da ihr Einsatz in großer Stückzahl zu einem signifikanten Energieverbrauch geführt hat (ca. 60 GWh/a, [4]), welcher nicht nur ökologische, sondern für die Netzbetreiber auch ökonomische Fragen aufwirft. Auch im Hinblick auf die starke Konkurrenzsituation auf dem Mobilfunkmarkt könnte eine Erhöhung der Energieeffizienz der Basisstationen zu signifikanten Einsparpotenzialen führen und damit die Wettbewerbsposition der Anbieter verbessern, die effizientere Komponenten einsetzen.

Aus der beschriebenen Ausgangssituation heraus ergibt sich die Motivation, Überlegungen zu alternativen Konzepten zur Realisierung effizienter HF-Leistungsverstärker

anzustellen. Als direkte Weiterentwicklung der bisherigen Linearverstärkerarchitekturen wird inzwischen das *Doherty*-Verfahren in der Praxis eingesetzt. Hierbei wird einem auf die mittlere Leistung des HF-Signals ausgelegten Verstärker ein zusätzlicher Signalzweig parallel geschaltet, welcher nur bei auftretenden Signalleistungsspitzen aktiv wird, wobei der auf mittlere Leistungen ausgelegte Verstärker üblicherweise im B- (bzw. AB-) Betrieb arbeitet und der Spitzenleistungsverstärker im C-Betrieb, was zu einer erheblichen Steigerung des Wirkungsgrades beiträgt. Im Mobilfunkbereich konnten hierbei bereits Wirkungsgrade bis zu etwa 60 % demonstriert werden [5–7]. Einer weitergehenden Steigerung des Wirkungsgrades sind beim *Doherty*-Verfahren allerdings Grenzen gesetzt. Will man diese überwinden, müssen alternative Wege eingeschlagen werden, bei denen Verfahren in den Brennpunkt des Interesses rücken, deren grundsätzliche Prinzipien teilweise bereits seit Jahrzehnten bekannt sind. Beispiele hierfür sind das sogenannte *Envelope Tracking*- und das *Envelope Elimination and Restoration, EER*-Verfahren [8]. Bei ersterem wird die Betriebsspannung der Verstärkerendstufe entsprechend der HF-Signalhüllkurve nachgeführt, wobei eine möglichst geringe Restspannung über dem im Linearbetrieb arbeitenden HF-Transistor angestrebt und damit die Verlustleistung minimiert wird. Die besondere Herausforderung bei der Envelope Tracking-Architektur besteht darin, einen hocheffizienten Schaltregler zum Zwecke der Betriebsspannungsnachführung zu entwickeln, der auch in der Lage ist, die inzwischen stark angewachsenen Bandbreiten der Signale moderner Kommunikationssystemstandards (z. B. *LTE* mit bis 20 MHz Bandbreite) zu verarbeiten. Das Verfahren hat in der jüngeren Vergangenheit eine intensive Entwicklung erfahren, so dass inzwischen Wirkungsgrade im Bereich von 50 % bis 60 % bei Verstärkern für *LTE*-Mobilfunk demonstriert werden konnten [9, 10] und aktuell die Markteinführung von Envelope Tracking-Verstärkern für *LTE*-Mobiltelefone erfolgt. Beim dem Envelope Tracking auf den ersten Blick recht ähnlichen EER-Verfahren erfolgt eine Auftrennung der Signalverarbeitung im Verstärker in einen Hüllkurvensignalpfad und – im Unterschied zum Envelope Tracking – einen separaten Pfad zur Verarbeitung der Phaseninformation des HF-Nutzsignals. Der HF-Leistungstransistor in der Endstufe wird mit dem nur noch die Phasenmodulation tragenden HF-Signal angesteuert und kann dabei in einer stark nichtlinearen Betriebsart betrieben werden, im Extremfall als Schalter (D-Betrieb), welcher mit hoher Effizienz ein Ausgangssignal erzeugt und dessen Amplitude durch den Hüllkurvensignalzweig bestimmt wird. Die Herausforderungen bestehen hierbei in der Gewährleistung der Synchronität der beiden Signalpfade. Weiterhin besteht das Problem, dass bei Veränderung der Versorgungsspannung des HF-Leistungstransistors zusätzliche Phasenverschiebungen im Ausgangssignal auftreten, welche für einen standardkonformen Betrieb beherrscht werden müssen. Aufgrund dieser Schwierigkeiten konnte sich das *EER*-Verfahren bisher im Mobilfunkbereich nicht durchsetzen.

Mit den beschriebenen Verfahren konnten zwar zum Teil bereits signifikante Fortschritte bei der Steigerung des Verstärkerwirkungsgrades erzielt werden, doch weisen alle bisherigen Verfahren gewisse Grenzen auf, die es unwahrscheinlich erscheinen lassen, dass damit eine wesentliche weitere Wirkungsgradsteigerung in Regionen von über 80 % machbar wäre. An dieser Stelle richtet sich das Interesse auf die Anwendung von

Schaltverstärkerprinzipien. Diese erzeugen das gewünschte Ausgangssignal nicht mehr mit Hilfe z. B. eines HF-Leistungstransistors im Linearbetrieb, sondern mittels eines inhärent nichtlinearen Schaltvorgangs, der ein zunächst rechteckförmiges Ausgangssignal liefert. Dieses muss dann mit Hilfe geeigneter Filter in das gewünschte HF-Sendesignal überführt werden. Es besteht dabei prinzipiell der Vorteil, dass bei einem idealen, d. h. verlustfreien Schaltelement, der Wirkungsgrad des Schaltverstärkers einen theoretischen Maximalwert von 100 % erreichen kann, im Gegensatz zu beispielsweise max. 78,5 % beim Gegentakt-B-Verstärker. Selbstverständlich ist in der Praxis ein derartiges Schaltelement nicht existent, da die als Schalter einsetzbaren Bauelemente, wie z. B. HF-Feldeffekttransistoren, immer einen eben nicht unendlich kleinen Einschaltwiderstand aufweisen. Zudem treten im Schaltbetrieb mit hohen Frequenzen noch weitere Verlustmechanismen auf (z. B. Umladeverluste an Transistorkapazitäten), die ebenfalls zu Verlustleistung im Schalter führen. Letztlich sind der Entwicklung beliebig schnell schaltender Schaltelemente aber auch fundamentale physikalische Grenzen gesetzt, die beispielsweise durch Materialeigenschaften wie die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Ladungsträger im verwendeten Halbleitermaterial bestimmt werden. Es kann aber durch Optimierung der Schaltverstärkerschaltungstechnik und Verwendung immer besserer Bauelemente eine Annäherung an die idealen Verhältnisse versucht werden, welche möglicherweise das Potenzial besitzt, eine im Vergleich zum konventionellen Linearverstärker drastische Steigerung des Wirkungsgrades auf evtl. über 90 % zu erreichen. Im Audiobereich werden beispielsweise seit vielen Jahren erfolgreich Schaltverstärker eingesetzt, die dort zwar mit wesentlich geringeren Schaltfrequenzen arbeiten, dabei jedoch Signale mit einer Dynamik von über 100 dB übertragen müssen. Es gilt also, ähnliche Konzepte auch im HF-Bereich umzusetzen. Im Prinzip sind diese seit einiger Zeit auch für HF-Anwendungen bereits verbreitet, beispielsweise in Form von Klasse-D, E bzw. F-Schaltverstärkern [11–16]. Im Falle von Klasse-E-Verstärkern werden Verstärker z. B. für die Anwendung in industriellen Induktionserwärmungsanlagen mit erheblichen Leistungen im kW-Bereich eingesetzt. Allerdings ist diesen Schaltungsarchitekturen gemeinsam, dass sie nur für die Verarbeitung von HF-Signalen mit konstanter Einhüllenden geeignet sind. Für Mobilfunkanwendungen werden aber, wie oben bereits dargestellt wurde, Verstärker benötigt, die Signale mit variabler Einhüllenden verarbeiten können. Eine Möglichkeit diese Anforderung zu erfüllen, stellt der Klasse-S-Schaltverstärker dar. Das Prinzip zeichnet sich dadurch aus, dass die variable Signalhüllkurve durch Veränderung des Tastverhältnisses eines im Verstärker erzeugten Rechtecksignals abgebildet wird, welches im Allgemeinen eine höhere Grundfrequenz als das HF-Nutzsignal aufweist. Es findet also gewissermaßen eine Überabtastung des HF-Nutzsignals statt. Auf diese Weise kann auf eine schnelle Nachregelung der Betriebsspannung der HF-Verstärkerstufe verzichtet werden, womit die damit verbundenen Probleme, wie die Realisierung des hierzu benötigten hocheffizienten und ausreichend schnellen Schaltreglers zur Bereitstellung der Versorgungsspannung der HF-Endstufe, vermieden werden können. Da aber die Hüllkurveninformation nun in der Pulslänge des Rechtecksignals abgebildet wird, wird neben der eigentlichen Schaltverstärkerstufe eine zusätzliche Modulatorschaltung zur Erzeugung eines geeigneten Steuersignals für den Schaltverstärker benötigt, so dass sich die in der

Abbildung 1.1 dargestellte Grundstruktur eines Klasse-S-Schaltverstärkers ergibt. Der Modulator bewirkt eine Umsetzung des zeit- und wertkontinuierlichen HF-Nutzsignals in ein digitales Steuersignal. In Abhängigkeit vom verwendeten Modulationsverfahren ist außerdem eine zeitliche Diskretisierung des Ausgangssignals möglich. Dies trifft insbesondere auf die für die Ansteuerung von Klasse-S-Verstärkern bereits recht umfassend untersuchte Bandpass-Delta-Sigma-Modulation (BDSM) [17–21] zu. Das rechteckförmige Ausgangssignal der Schaltverstärkerstufe kann infolge seines im Allgemeinen großen Gehaltes an unerwünschten Frequenzanteilen nicht direkt an die Sendeantenne geführt werden, sondern muss zur Einhaltung definierter Störemissionsspezifikationen zuvor ein Tief- bzw. Bandpassfilter durchlaufen. Dieses Filter wird auch als Rekonstruktionsfilter bezeichnet, da es gewissermaßen für eine Rückgewinnung bzw. eben Rekonstruktion des Nutzsignals aus dem Rechtecksignal sorgt. Für eine optimale Funktion des Filters im Zusammenspiel mit der Schaltverstärkerendstufe müssen eine Reihe spezieller Anforderungen beim Filterentwurf beachtet werden, insbesondere im Hinblick auf die Eingangsimpedanz im Nutzfrequenz- und Sperrbereich. Der Entwurf eines derartigen Filters weicht erheblich von der üblichen Vorgehensweise für Filter in 50 Ω -Technik ab und ist in [22–25] eingehend untersucht worden. Bei der Realisierung des Filters ist besonders die erzielbare Einfügedämpfung eine kritische Größe, da diese direkt in die Leistungseffizienz des Schaltverstärkersystems eingeht. Ihr muss daher besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Als Schaltungstopologie für einen Klasse-S-Verstärker bietet es sich grundsätzlich an, Varianten des D-Schaltverstärkers [12–16] einzusetzen. Diese können entweder mit konstantem Strom (*Current Mode Class-D*, *CMCD* oder konstanter Spannung (*Voltage Mode Class-D*, *VMCD*) betrieben werden. Die Abbildung 1.2 gibt einen Überblick über die beiden Grundschaltungen. Beim stromgespeisten D-Verstärker wird zur verlustarmen Bereitstellung der benötigten Konstantströme jeweils die Drossel L_C verwendet. Diese Drossel stellt allerdings lediglich eine näherungsweise Nachbildung einer Konstantstromquelle dar und muss zur Vermeidung unzulässig hoher Selbstinduktionsspannungen geeignet dimensioniert werden. Beim herkömmlichen Betrieb eines Klasse-D-Verstärkers wird ein konstantes Tastverhältnis von 50 % verwendet. In Falle der Verwendung im Klasse-S-Verstärker muss allerdings dem zeitlich variablen Tastverhältnis Rechnung getragen werden. Es wird daher bei stromgespeisten Verstär-

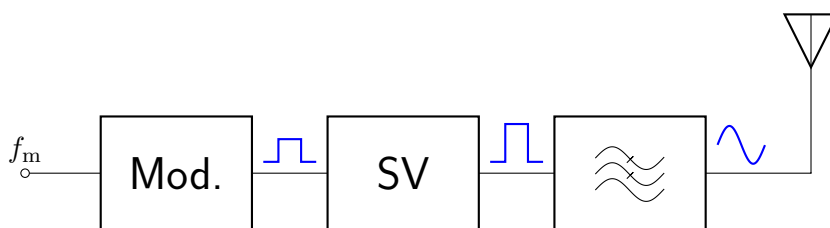


Abb. 1.1.: Prinzipschaltbild eines Schaltverstärkersystems bestehend aus einem Modulator, der eigentlichen Schaltverstärkerstufe und einem Rekonstruktionsfilter zur Rekonstruktion des leistungsverstärkten HF-Nutzsignals aus dem rechteckförmigen Ausgangssignal der Schaltverstärkerstufe.

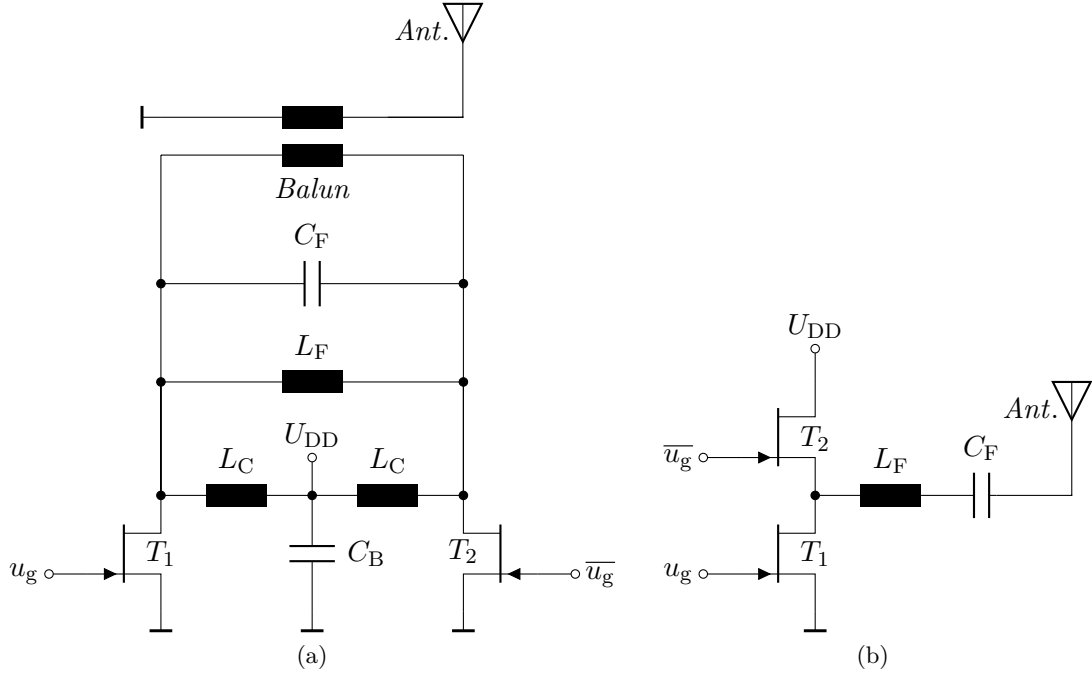


Abb. 1.2.: Schaltverstärkergrundschaltungen für den Klasse-S-Betrieb. Gegentakt Current-Mode-Schaltung (a) und Voltage-Mode-Schaltung (b).

kern normalerweise eine Gegentaktanordnung verwendet (Abb. 1.2a). Das notwendige Ausgangsfilter wird hier durch L_F und C_F symbolisiert und die Antenne mit Hilfe eines Baluns an den symmetrischen Ausgang der Gegentaktschaltung angeschlossen. Einer der wesentlichen Vorteile der CMCD-Schaltung besteht darin, dass die Sourceanschlüsse der Schalttransistoren sich gemeinsam auf Massepotenzial befinden, wodurch sich die Ansteuerung erheblich vereinfacht. Bei der mit konstanter Spannung betriebenen Schaltungsvariante (Abb. 1.2b) gestaltet sich die Ansteuerung wesentlich schwieriger, da das Steuersignal des oberen Transistors T_2 infolge des „schwimmenden“ Sourceanschlusses einen Spannungshub im Bereich der Betriebsspannung der Schaltung aufweisen muss. Da diese zur Ausnutzung der möglichen Betriebswerte moderner Bauelemente, wie z. B. Galliumnitrid (GaN)-Transistoren, durchaus im Bereich von 40 V bis 50 V liegen kann, ist die leistungseffiziente Bereitstellung (Umladeverluste beteiligter Kapazitäten!) steilflankiger Steuersignale mit einem derartigen Spannungshub eine sehr anspruchsvolle Aufgabe, die häufig den Einsatz einer spannungsgespeisten Topologie verhindert. Im Vergleich zum CMCD-Verstärker kann direkt eine unsymmetrische Last gespeist werden und der Balun daher entfallen. Ein weiterer Vorteil liegt potenziell in den beim Verstärkerbetrieb wirkenden Verlustmechanismen. Prinzipbedingt muss beim CMCD-Verstärker ständig ein konstanter Betriebsstrom in der Endstufe fließen, der entweder vom linken oder rechten Transistor geführt wird. Da der Strom ständig fließt, treten auch die durch den Einschaltwiderstand des Transistors verursachten Verluste ständig auf, was sich ausge-

sprochen ungünstig auf den Betrieb mit geringer Aussteuerung auswirkt, da hierbei der Wirkungsgrad der Schaltung stark einbricht. Beim VMCD-Verstärker werden die Verluste hingegen eher durch die Umladeverluste der Transistorkapazitäten dominiert, so dass sich bei dieser Topologie Vorteile ergeben, wenn Schalttransistoren mit insbesondere geringer Ausgangskapazität verfügbar sind. Falls die beschriebenen schaltungstechnischen Probleme beherrscht werden können, ist der VMCD-Verstärker aber auch deshalb von besonderem Interesse, da zwei VMCD-Stufen zu einer H-Brückenordnung kombiniert werden können, die dann nicht nur den Vorteil des doppelten Spannungshubs an der Last bietet, sondern auch bei Verwendung einer ternären Steuersignallogik eine weitere Steigerung des Wirkungsgrades des Schaltverstärkers verspricht.

Im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten *Class-S*-Projekts im Förderschwerpunkt mobileGaN [26–28] wurden Untersuchungen zu Klasse-S-Schaltverstärkern basierend auf neuartigen GaN-FETs durchgeführt, bei denen insbesondere die CMCD-Topologie im Fokus stand [29–43].

Wie bereits erwähnt, ist der Anwendung von Bandpass-Delta-Sigma-Modulatoren zur Ansteuerung von Klasse-S-Verstärkern in der jüngeren Vergangenheit bereits einige Aufmerksamkeit gewidmet worden. Die Verwendung möglicher alternativer Modulationsverfahren ist bisher allerdings nur wenig untersucht worden, obwohl die BDSM einige Nachteile besonders im Hinblick auf die spektralen Eigenschaften des Modulatorausgangssignals aufweist. Diese bestimmen einerseits maßgeblich die Anforderungen an das Rekonstruktionsfilter und haben andererseits aber auch einen erheblichen Einfluss auf die *Kodiereffizienz* des Modulationsverfahrens, welche ein Maß für die aus dem Verstärkerausgangssignal extrahierbare Nutzsignalleistung darstellt. Die Kodiereffizienz geht indirekt in den Wirkungsgrad des Verstärkers ein, so dass sie eine zentrale Größe zur Beurteilung der Eignung eines bestimmten Modulationsverfahrens für den Betrieb des Schaltverstärkers darstellt [21]. Hieraus leitet sich die Motivation der vorliegenden Arbeit ab. Das Augenmerk richtet sich insbesondere auf die Untersuchung der Eigenschaften zweier Pulslängenmodulationsverfahren im Hinblick auf die Eignung für den Einsatz in Schaltverstärkern. Dabei handelt es sich einerseits um die konventionelle, überabtastende Pulslängenmodulation, die im Laufe der vergangenen Jahrzehnte mannigfaltige Anwendung z. B. in der Leistungselektronik zur Motorsteuerung oder in effizienten Audioschaltverstärkern gefunden hat. Andererseits wird das bisher nur wenig beachtete Verfahren der *Bandpass-Pulslängenmodulation*, *BP-PLM* untersucht, bei dem die Grundfrequenz des erzeugten Rechtecksignals der Nutzsignalfrequenz selbst entspricht. Da dabei auf eine Überabtastung im Ausgangssignal verzichtet wird, sind prinzipiell Vorteile hinsichtlich der Schaltverluste in der Schaltverstärkerstufe zu erwarten. Im Verlauf der vorliegenden Dissertation werden die Eigenschaften der beiden Modulationsverfahren im Zeit- und Frequenzbereich untersucht und anhand der Charakterisierung realisierter integrierter Modulatorschaltungen demonstriert.

2. Verfahren zur Pulslängenmodulation von Hochfrequenz-Signalen

2.1. Konventionelle Pulslängenmodulation

Ein Blick in die Literatur zeigt, dass das Verfahren der klassischen Pulslängenmodulation (PLM) seit langem bekannt ist. Einer der frühesten Hinweise auf seine Existenz findet sich in einer Patentschrift der Firma Philips aus dem Jahre 1944 [44]. Darin wird die Anwendung einer Pulslängenmodulation zur Modulation der Anodenspannung der Senderöhre in Rundfunksendern beschrieben. Das dort beschriebene Grundprinzip wurde im Bereich der Sendetechnik später von verschiedenen Firmen aufgegriffen, u.a. von der Firma *Gates* [45], welche es als *Pulse Duration Modulation*, *PDM* [46, 47] bezeichnete und von Telefunken mit dem *PANTEL*-Verfahren [48]. Abseits von Anwendungen in der Hochfrequenztechnik ergaben sich mit der Entwicklung der Halbleitertechnik in der Elektronik vielfältige weitere Anwendungsgebiete. Insbesondere im Bereich der Leistungselektronik wird die PLM zur Regelung der Ausgangsspannung von Schaltnetzteilen und in Umrichtern für Elektromotoren [49, 50] angewendet. Einen wichtigen weiteren Anwendungsbereich stellen schließlich Klasse-D Audioverstärker dar, die wegen ihrer hohen Effizienz und Miniaturisierbarkeit in letzter Zeit eine rege Entwicklung erfahren und sich immer größerer Beliebtheit erfreuen. Eine wesentliche Eigenschaft bei der Anwendung der konventionellen PLM ist die Überabtastung des Nutzsymbols. Im Audiobereich werden dabei die Schalttransistoren in der Ausgangsstufe mit Schaltfrequenzen bis zu etwa 1 MHz betrieben, wobei der zu übertragende Frequenzbereich bis ca. 15 kHz reicht. Es ergibt sich daher ein Überabtastfaktor um etwa 70. Würde man diese Verhältnisse auf Anwendungen im UHF-Bereich übertragen, so ergäbe sich beispielsweise bei einer Nutzsymbolsfrequenz von 500 MHz eine Schaltfrequenz von 35 GHz. Die Erzeugung eines rechteckförmigen Schaltsymbols erfordert Grenzfrequenzen des aktiven Bauelements, die noch einmal um mindestens den Faktor fünf höher liegen und damit weit jenseits des momentan technologisch Machbaren bzw. in Bereichen fundamentaler physikalischer Grenzen vordringen. Insbesondere aus Gründen des Wirkungsgrades des Schaltverstärkers wären derart hohe Schaltfrequenzen hoch problematisch. Anhand dieses Beispiels wird deutlich, dass bei Anwendung der PLM im UHF-Bereich bezüglich der Überabtastung ein Kompromiss eingegangen werden muss. Die daraus resultierenden Auswirkungen im Frequenzbereich werden im Kapitel 2.1.3 näher betrachtet. Abschließend sei angemerkt, dass die Betriebsart eines HF-Schaltverstärkers, welcher analog zum Klasse-D Verstärker in der NF-Technik mit Überabtastung betrieben wird, als Klasse-S bezeichnet wird. Dies rührt daher, dass in der HF-Technik der D-Betrieb als Begriff bereits definiert ist als ein Schaltbetrieb mit der Grundfrequenz des zu übertragenden HF-Trägersymbols.

2.1.1. Funktionsprinzip

Zur Erzeugung einer Pulsfolge nach dem Prinzip der klassischen Pulslängenmodulation ist nur eine ausgesprochen einfache Schaltungsanordnung notwendig. Sie besteht im Wesentlichen aus zwei Kernelementen, nämlich einem Komparator und einer Referenzsignalquelle. Mit Hilfe des Komparators wird ein Vergleich zwischen dem umzusetzenden Eingangssignal und dem Referenzsignal durchgeführt (s. Abb. 2.1). Als Referenzsignal wird im NF-Bereich üblicherweise ein Sägezahnsignal benutzt. Für eine Anwendung im HF- oder gar UHF-Bereich wäre die Erzeugung eines Sägezahnsignals mit hinreichender Signalqualität aber mit großen Schwierigkeiten verbunden, da die steile fallende Flanke zu einer sehr großen Bandbreite des Signals führt, welche in der Generatorschaltung verarbeitet werden muss. Eine Erleichterung hinsichtlich der Bandbreiteanforderung an die Signalgeneratorschaltung stellt die Verwendung eines Dreiecksignals dar, welches aufgrund seiner symmetrischen Flanken einen erheblich niedrigeren Bandbreitebedarf aufweist. Dies wird bei Betrachtung der Fourierreihen für Sägezahn- und Dreiecksignal [51] deutlich.

Sägezahnsignal:

$$u(t) = \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right) \quad (2.1)$$

Dreiecksignal:

$$u(t) = \frac{8}{\pi^2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (2.2)$$

Im Vergleich zum Sägezahnsignal enthält das Dreiecksignal nur ungeradzahlige Harmonische, deren Amplitude außerdem quadratisch abfällt. Das Signal nimmt daher im Spektralbereich eine wesentlich geringere Bandbreite ein. Bei gleicher Referenzsignalamplitude führt eine gegebene Eingangssignalamplitude zu einem bestimmten Tastverhältnis im Ausgangssignal unabhängig davon, ob ein Sägezahn- oder Dreiecksignal verwendet wird. Der Unterschied besteht lediglich im Verhalten des Ausgangspulses bei

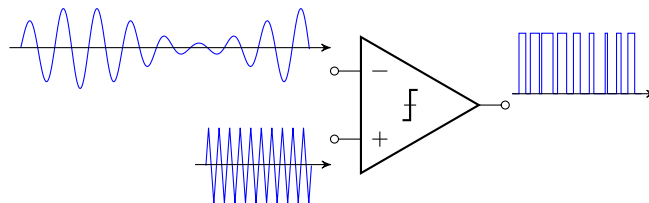


Abb. 2.1.: Grundprinzip der konventionellen Pulslängenmodulation, hier am Beispiel eines AM-Signals. Durch Vergleich des HF-Nutzsignals mit einem Dreieckssignal entsteht das pulslängenmodulierte Ausgangssignal. Die Frequenz des Dreieckssignals beträgt ein Vielfaches der HF-Nutzsignalfrequenz, wodurch eine Überabtastung des HF-Nutzsignals stattfindet.

Veränderung der Eingangssignalamplitude des Modulators. Bei Verwendung eines Sägezahnsignals verschiebt sich nur die vordere Flanke des Ausgangssignals, wohingegen beim Dreieckssignal die Vorder- und Rückflanke symmetrisch zum Mittelpunkt des Pulses verschoben werden. Die Linearität des Übertragungsverhaltens des Modulators kann im Wesentlichen einerseits durch Krümmungen in den Dreieckssignalfanken und andererseits durch ein nicht ideales Umschaltverhalten des Komparators, also z. B. die Abhängigkeit der Signaldurchlaufverzögerung von der Amplitudendifferenz am Komparatoreingang, beeinträchtigt werden. Auf diese Effekte wird später noch näher eingegangen. Ein wesentlicher Vorteil der konventionellen PLM im Vergleich zu anderen Verfahren, wie z. B. der Delta-Sigma-Modulation (DSM), ist die Vorwärtsstruktur des Modulators, die keinerlei Rückkopplungen aufweist. Hierdurch wird eine unbedingte Stabilität erreicht, was für einen zuverlässigen Betrieb des Verstärkersystems vorteilhaft ist. Weiterhin enthält der Modulator keine frequenzselektiven Bestandteile (vgl. Schleifenfilter im DSM), was insbesondere für Anwendungen, die eine häufige Änderung der Nutzsignal- bzw. Abtastfrequenz erfordern (Frequenzagilität), vorteilhaft ist.

2.1.2. PLM-Spektrum eines sinusförmigen Signales

Um wichtige grundsätzliche Eigenschaften der konventionellen Pulslängenmodulation zu erschließen, soll zunächst das Spektrum des Ausgangssignals des Modulators analysiert werden. In der Literatur [52–56] finden sich hierzu im Wesentlichen zwei Ansätze. Eine Möglichkeit ist ein Ansatz über eine doppelte Fourierreihe, welcher von den meisten Autoren benutzt wird. Einen anschaulicheren Weg beschreiten *Hölzer* und *Holzwarth* [56], welcher im Folgenden gezeigt werden soll. Das PLM-Signal wird dabei durch Addition von zwei Sägezahnsignalen $s'(t)$ und $s''(t)$ konstruiert.

Abbildung 2.2 verdeutlicht die Zusammenhänge. Die Addition der beiden Sägezahnsignale ergibt das gewünschte Pulssignal $s(t)$, wenn die Sägezähne zeitlich um jeweils eine halbe Pulslänge τ gegeneinander verschoben sind und das Signal $s''(t)$ im Vergleich zu $s'(t)$ an der Abszisse gespiegelt wird. Diese Superposition im Zeitbereich kann analog auch im Frequenzbereich durchgeführt werden, um letztendlich eine analytische Beschreibung für das Spektrum des in der Pulslänge modulierten Rechtecksignals zu gewinnen. Die Zeitfunktion der im Spektrum des Rechtecksignals enthaltenen n -ten Harmonischen mit dem komplexen Fourierkoeffizienten c_n und der Grundfrequenz ω_0 kann folgendermaßen beschrieben werden:

$$s_n(t) = c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.3)$$

Setzt man nun c_n für das Rechtecksignal ein, erhält man direkt eine Zerlegung der Funktion in zwei Terme, die jeweils der Spektralfunktion eines Sägezahnsignals entsprechen:

$$s_n(t) = -\frac{1}{j2\pi n} e^{jn\omega_0(t-\frac{\tau}{2})} + \frac{1}{j2\pi n} e^{jn\omega_0(t+\frac{\tau}{2})} = s'(t) + s''(t) \quad (2.4)$$

Hierbei muss allerdings beachtet werden, dass bei der Berechnung des Gleichanteiles ($n = 0$) des Rechteckpulses die Sägezahnfunktionen jeweils gegen Unendlich streben.

2. Verfahren zur Pulslängenmodulation von Hochfrequenz-Signalen

Die Summe beider Signale ergibt aber das richtige Ergebnis $\frac{\tau}{T_0}$. Der Gleichanteil wird jeweils zur Hälfte auf die Sägezahnsignale aufgeteilt, wodurch sich die Ablage der Signale zur Abszisse von $\frac{1}{2} \frac{\tau}{T_0}$ ergibt. Interessant ist nun die Betrachtung der Vorgänge, welche sich ergeben, wenn die Sägezahnsignale phasenmoduliert werden. Man hat hierbei drei Möglichkeiten [56, S. 130]:

1. Es wird nur die Phase eines Sägezahnsignals moduliert, z. B. $s'(t)$. Man erhält dann eine Pulslängenmodulation mit modulierter Vorderflanke und periodischer Rückflanke, wie sie bei Verwendung eines Sägezahnsignals als Referenzsignal im Pulslängenmodulator entsteht. Bei einer Phasenmodulation von $s'(t)$ ist dementsprechend nur die Rückflanke des Pulses moduliert.
2. Beide Sägezahnsignale werden gleichsinnig phasenmoduliert, wodurch sich ein Puls mit konstanter Breite aber modulierter Phase, also eine Pulsphasenmodulation ergibt.
3. Schließlich werden beide Sägezahnsignale entgegengesetzt phasenmoduliert. Hierdurch erhält man einen Puls mit symmetrisch modulierter Pulslänge, wie er bei einem Pulslängenmodulator mit Dreiecksignal als Referenzsignal erzeugt wird.

Wie bereits erwähnt, ist für die Anwendung im HF-Bereich insbesondere eine symmetrische Pulslängenmodulation von Interesse, da das benötigte Dreieck-Referenzsignal eine

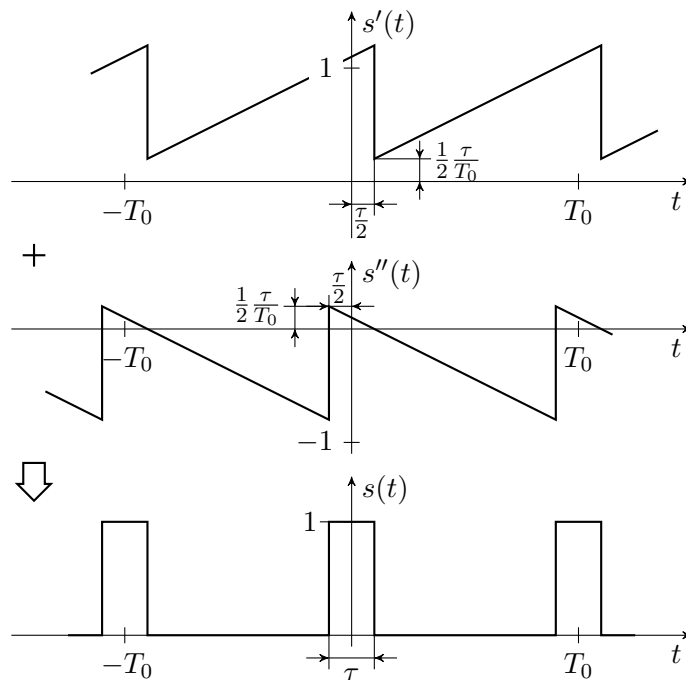


Abb. 2.2.: Aufbau des Rechteckpulses aus zwei Sägezahnsignalen.

geringere Bandbreite aufweist und sich einfacher erzeugen lässt. Im Folgenden wird daher dieser Fall (3.) weiter untersucht. Im einfachsten und für die Analyse als Ausgangspunkt günstigsten Fall wird die Pulslänge mit einem sinusförmigen Signal (ω_m) moduliert und man erhält für den im Sägezahnsignal für die Phasenmodulation verantwortlichen Term $\frac{\tau}{2}$:

$$\begin{aligned} \text{bei } s'(t) : \quad \frac{\tau}{2} &= \frac{\tau_0}{2} \left[1 + m \sin \left(\omega_m \left(t - \frac{\tau_0}{2} \right) \right) \right] \\ \text{bei } s''(t) : \quad -\frac{\tau}{2} &= -\frac{\tau_0}{2} \left[1 + m \sin \left(\omega_m \left(t + \frac{\tau_0}{2} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (2.5)$$

Hierbei ist m der Modulationsgrad und τ_0 die Pulslänge des unmodulierten Pulses. Der Modulationsgrad beschreibt das Verhältnis von minimaler ($\tau = \tau_0(1 - m)$) zu maximaler ($\tau = \tau_0(1 + m)$) Pulslänge des modulierten Rechtecksignals und ist in Bezug auf einen Pulslängenmodulator als ein Maß für den Grad der Aussteuerung des Modulators zu sehen. Es gilt: $0 \leq m \leq 1$.

Um die Übersichtlichkeit der Darstellung zu verbessern, ist es sinnvoll folgende Terme einzuführen:

$$\begin{aligned} t' &= t - \frac{\tau_0}{2}; \quad t'' = t + \frac{\tau_0}{2} \\ \Delta\Phi &= m \frac{\omega_0 \tau_0}{2} = m\pi \frac{\tau_0}{T_0} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Diese werden in die Ausdrücke für die n -ten Teilschwingungen der Sägezahnsignale (2.4) eingesetzt:

$$\begin{aligned} s'_n(t) &= -\frac{1}{j2\pi n} e^{jn(\omega_0 t' - \Delta\Phi \sin \omega_m t')} \\ s''_n(t) &= +\frac{1}{j2\pi n} e^{jn(\omega_0 t'' + \Delta\Phi \sin \omega_m t'')} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Hierbei ist erkennbar, dass jede Harmonische, welche im unmodulierten Zustand die Frequenz nf_0 hat, mit dem Hub $n\Delta\Phi$ phasenmoduliert ist. Daher kann folgende Umformung angewendet werden:

$$e^{jz \sin \Theta} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_q(z) e^{jq\Theta} \quad (2.8)$$

Darin ist $J_q(z)$ die BESSEL-Funktion erster Art, q -ter Ordnung vom Argument z . Angewandt auf 2.7 erhält man nunmehr:

$$\begin{aligned} s'_n(t) &= -\frac{1}{j2\pi n} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q(n \Delta\Phi) (-1)^q e^{j(n\omega_0 + q\omega_m)t'} \\ s''_n(t) &= +\frac{1}{j2\pi n} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q(n \Delta\Phi) e^{j(n\omega_0 + q\omega_m)t''} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Diese beiden Funktionen werden nun addiert und der Term $e^{j(n\omega_0 + q\omega_m)t}$ ausgeklammert, so dass man schließlich einen Ausdruck für das Spektrum des pulslängenmodulierten Rechtecksignals erhält:

$$\begin{aligned} c_{n,q} &= a_{n,q} - jb_{n,q} \\ &= \frac{1}{j2\pi n} J_q(n\Delta\Phi) \left[e^{+j(n\omega_0 + q\omega_m)\frac{\tau_0}{2}} - (-1)^q e^{-j(n\omega_0 + q\omega_m)\frac{\tau_0}{2}} \right] \end{aligned} \quad (2.10)$$

Diese komplexe Beziehung kann in eine nach Real- und Imaginärteil getrennte Darstellung umgeformt werden, so dass man in Abhängigkeit von q gerade und ungerade Spektralkomponenten erhält:

$$\begin{aligned} \text{gerade } q: \quad a_{n,q} &= \frac{1}{\pi n} J_q(n\Delta\Phi) \sin\left((n\omega_0 + q\omega_m)\frac{\tau_0}{2}\right) \\ \text{ungerade } q: \quad b_{n,q} &= \frac{1}{\pi n} J_q(n\Delta\Phi) \cos\left((n\omega_0 + q\omega_m)\frac{\tau_0}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Dabei wird eine charakteristische Eigenschaft des Spektrums erkennbar. Jede darin enthaltene Harmonische nf_0 ist zu beiden Seiten im Abstand qf_m von Spektrallinien umgeben, deren Amplitude durch die BESSEL-Funktion bestimmt wird. Da der Phasenhub im Argument der BESSEL-Funktion $n\Delta\Phi$ ist, werden diese Spektralanteile mit steigendem n immer breiter und verkämmen sich schließlich miteinander. Weiterhin hat das Spektrum prinzipiell eine unendliche Ausdehnung. In der Praxis hat dies jedoch keine allzu großen Auswirkungen, da die Teilspektren zu höherer Ordnung hin rasch abklingen und dieses Verhalten noch verstärkt wird durch die in der Realität begrenzten Flankensteilheiten des Rechtecksignals. Für die Rekonstruktion des Nutzsignals aus dem Rechtecksignal mit Hilfe eines Rekonstruktionsfilters besitzt das PLM-Spektrum die wichtige Eigenschaft, dass das Spektrum nullter Ordnung ($n = 0$) nur aus dem Gleichanteil $a_{0,0}$ und den beiden Spektrallinien des Nutzsignals f_m besteht und ansonsten darin keine weiteren Komponenten vorhanden sind. Als Rekonstruktionsfilter kann daher anstatt eines Bandpassfilters auch ein Tiefpassfilter verwendet werden. Die folgende Analyse gibt Einblick in diesen Sachverhalt. Da Gleichung 2.10 für $n = 0$ gegen unendlich strebt ist der Gleichanteil nicht direkt berechenbar. Die Betrachtung einiger Grenzwerteigenschaften der BESSEL-Funktionen liefert aber weiterführende Erkenntnisse. Es gilt nämlich

$$J_0(0) = 1; \quad \lim_{x \rightarrow 0} J_1(x) = \frac{x}{2}; \quad \lim_{x \rightarrow 0} J_2(x) = \frac{x^2}{8}. \quad (2.12)$$

Weiterhin gilt für die BESSEL-Funktionen folgende Reihenentwicklung für positive Argumente x [51] (hierbei ist Γ die *Eulersche-Gammafunktion*):

$$\begin{aligned} J_q(x) &= \frac{x^q}{2^q \Gamma(q+1)} \left(1 - \frac{x^2}{4(q+1)} + \frac{x^4}{32(q+1)(q+2)} - \dots \right) \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{x! \Gamma(q+k+1)} \left(\frac{x}{2} \right)^{2k+q} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Man kann erkennen, dass von $q = 2$ an die Funktionen mindestens mit dem quadratischen Glied $\frac{1}{8}x^2$ beginnen und daher übertragen auf das PLM-Spektrum alle $a_{0,q}$ und $b_{0,q}$ Null werden. Für den Gleichanteil ($n = 0, q = 0$) erhält man daher:

$$a_{0,0} = \frac{\tau_0}{T_0} \quad (2.14)$$

Die Spektrallinien der Nutzfrequenz ($n = 0, q \pm 1$) ergeben sich zu

$$b_{0,1} = \frac{\tau_0}{T_0} \frac{m}{2}; \quad b_{0,-1} = -\frac{\tau_0}{T_0} \frac{m}{2}. \quad (2.15)$$

Diese addieren sich im einseitigen, physikalischen Spektrum zum Betrag $\frac{\tau_0}{T_0} m$. Eine graphische Darstellung des berechneten Spektrums zeigt die folgende Abbildung 2.3, wobei ein Verhältnis der Puls- zur Nutzsignalfrequenz von vier gewählt worden ist. Die Amplitude des Rechtecksignals ist analog zu den Betrachtungen im Zeitbereich ebenfalls mit eins angesetzt worden. Das Nutzsignal f_m besitzt mit einem Wert von 0,25 die größte Amplitude, gefolgt von der Grundfrequenz des Rechtecksignals mit 0,18. Da bei der Berechnung des Spektrums von einer Vollaussteuerung des Modulators ($m = 1$) ausgegangen wurde, stellt die Nutzsignalamplitude von 0,25 gleichzeitig den höchsten

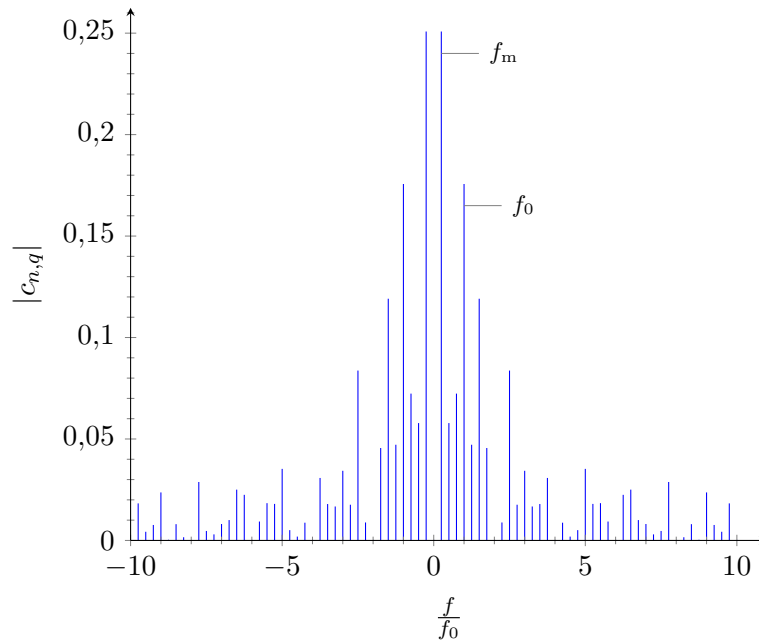


Abb. 2.3.: Amplitudenspektrum eines PLM-Signals bei Vollaussteuerung ($m = 1$) und einem unmodulierten Tastverhältnis von 0,5. Die Nutzsignalfrequenz f_m beträgt ein Viertel der Pulsfrequenz f_0 . Der Gleichanteil ($\frac{\tau_0}{T_0} = 0,5$) des Signals ist für eine günstigere Darstellung der Details des Spektrums nicht mit eingezeichnet.

erreichbaren Anteil im Spektrum des PLM-Signals dar. Ein möglichst hoher Anteil des Nutzsignals im Spektrum ist von großer Bedeutung für die Kodiereffizienz des Modulators, auf welche später noch genauer eingegangen wird. In diesem Zusammenhang muss auch einer geeigneten Behandlung des Gleichanteils im PLM-Signal Aufmerksamkeit gewidmet werden, da dieser sonst zu einer drastischen Verringerung des Wirkungsgrads der Schaltverstärkerstufe führt.

2.1.3. Einfluss des Überabtastrfaktors auf die Verzerrung des Nutzsignals

Infolge der prinzipiell unendlich ausgedehnten Teilspektren um die Harmonischen des PLM-Signals, kommt es zu Störungen im zu übertragenden Nutzsignal und zwar umso mehr, je geringer der Abstand von Nutzsignal- und Rechtecksignalgrundfrequenz ist. Man kann hierbei eine Analogie zum bekannten Abtasttheorem von SHANNON bzw. dem NYQUIST-Kriterium bilden. Es besagt, dass zur fehlerfreien Rekonstruktion eines abgetasteten Signals mittels eines idealen Rechteckfilters die Abtastfrequenz mindestens doppelt so hoch wie die Signalfrequenz sein muss. Andernfalls kommt es zu Störungen durch *Aliasing*, also Signalen innerhalb des Nutzsignalbandes mit einer Frequenz entsprechend der Differenz von Abtast- und Eingangssignalfrequenz. Die Grundfrequenz des PLM-Signals kann als Abtastfrequenz betrachtet werden und damit das Verhältnis aus Abtastfrequenz zur Frequenz des Eingangssignals des Modulators als Überabtastrfaktor definiert werden. Für eine Minimierung der Verluste im Schaltverstärker strebt man eine möglichst niedrige Abtastfrequenz an, die allerdings nicht zu niedrig sein darf, da es dann zu unzulässig starken Verzerrungen des Nutzsignals am Verstärkerausgang kommt. Zur Bestimmung der Mindestgröße des Überabtastrfaktors ist daher eine Quantifizierung der zu erwartenden Verzerrungen des Nutzsignals notwendig. Hierzu ist zunächst eine Abschätzung der für die Verzerrung des Nutzsignals wirksamen Bandbreite des Teilspektrums um die erste Harmonische der Abtastfrequenz hilfreich, um eine Aussage darüber treffen zu können, wie weit relevante Anteile des störenden Teilspektrums in das Nutzsignalband hineinreichen. Im PLM-Spektrum finden sich um die Harmonischen des Abtastsignals herum ausgedehnte BESSEL-Spektren, weshalb man auch von einer Art periodifizierten Spektrum einer Frequenzmodulation sprechen könnte [57]. Es liegt daher nahe, zur Quantifizierung der relevanten Bandbreite auf Erkenntnisse zurückzugreifen, welche aus der Analyse der analogen Frequenzmodulation bekannt sind. Mit Hilfe der bekannten CARSON-Regel [58] kann die von einem frequenzmodulierten Signal belegte Bandbreite näherungsweise bestimmt werden. Die CARSON-Bandbreite erfasst dabei alle Spektrallinien einer bestimmten relativen Amplitude im Vergleich zur unmodulierten Trägersignalamplitude. Häufig wird eine Definition verwendet, bei der die Spektrallinien Amplituden von mindestens 10 % der Trägeramplitude haben:

$$B_{10\%} = 2(\Delta f_t + f_m) = 2f_m(\beta + 1) \quad (2.16)$$

Hierbei ist Δf_t der Frequenzhub, f_m die Frequenz des modulierenden Signals und β der Modulationsindex ($\beta = \frac{\Delta f_t}{f_m}$). Weiterhin existiert eine Formulierung, bei der alle Spektrallinien mit Amplituden größer als 1 % der Trägeramplitude erfasst werden, wodurch

der Fehler durch nicht berücksichtigte Spektralanteile geringer ist:

$$B_{1\%} = 2(\Delta f_t + 2f_m) = 2f_m(\beta + 2) \quad (2.17)$$

Überträgt man nun die Beziehungen für die Frequenzmodulation auf die Pulslängenmodulation, so ist der Modulationsindex β durch den Faktor πm zu ersetzen [57]:

$$B_{\text{PLM},1\%} = 2(\pi m + 2)f_m \quad (2.18)$$

Basierend auf Simulationsergebnissen wird in [57] argumentiert, dass die Anwendung des CARSON-Kriteriums insbesondere für Fehlergrenzen größer 10 % zu einer recht ungenauen Approximation der Störsignalbandbreite führt und daher eine Erweiterung des CARSON-Kriteriums entwickelt werden muss. Die Störsignalbandbreite bzw. die Anzahl n der abhängig von einer bestimmten Fehlergrenze ϵ zu berücksichtigenden BESSEL-Koeffizienten wird dort durch folgende Linearapproximation aus den Simulationsdaten abgebildet:

$$n = a(\epsilon) \cdot m + b(\epsilon) \quad (2.19)$$

Abhängig vom betrachteten Fehlerbereich nimmt die Approximationsfunktion $a(\epsilon)$ verschiedenartige Gestalt an, während $b(\epsilon)$ über den gesamten Fehlerbereich eine einheitliche Form hat. Für $a(\epsilon)$ wird daher eine zusammengesetzte Form angegeben [57]:

$$a(\epsilon) = (a_{11} \lg(\epsilon) + a_{12}) \left(1 + \left(\frac{\epsilon}{\epsilon_c}\right)^2\right)^{-1} + (a_{21}(\epsilon) + a_{22}) \left(1 + \left(\frac{\epsilon_c}{\epsilon}\right)^2\right)^{-1} \quad \text{mit } \epsilon_c = 2$$

$$b(\epsilon) = b_1 \lg(\epsilon) + b_2 \quad (2.20)$$

Der Ausdruck für die Störsignalbandbreite kann nun in die vom CARSON-Kriterium bekannte Beziehung eingesetzt werden und man erhält:

$$B_{\text{Sts}}(\epsilon, m) = [a(\epsilon)m + b(\epsilon)]2f_m \quad (2.21)$$

Um mit Hilfe dieses Ausdrucks die wirksame Bandbreite des Störsignalspektrums berechnen zu können, ist die Kenntnis der für die vorgenommene Linearapproximation numerisch ermittelten Koeffizienten notwendig. In [57] werden dazu folgende Angaben gemacht:

$$\begin{aligned} a_{11} &= 0,549043 & a_{12} &= 3,367443 \\ a_{21} &= 0,0762679 & a_{22} &= 2,903394 \\ b_1 &= -0,831176 & b_2 &= 2,793020 \end{aligned}$$

Interessant ist nun die Durchführung einer Vergleichsrechnung zwischen dem ursprünglichen CARSON-Kriterium und der erweiterten Version. Bei der Berechnung muss beachtet werden, dass der Fehlerbetrag ϵ in 2.20 direkt als Prozentzahl und nicht wie üblich

als Dezimalbruch einzusetzen ist. Es wird ein Fehler von 1 % und die Vollaussteuerung ($m = 1$) des Modulators angenommen. Man erhält damit folgende Werte:

$$\begin{aligned} B_{\text{CARSON},1\%} &= 2(\pi m + 2)f_m = 5,142 \cdot 2f_m \\ B_{\text{Sts}}(1\%, 1) &= 6,083 \cdot 2f_m \end{aligned} \quad (2.22)$$

Die Anwendung des CARSON-Kriteriums führt also zu einer zu geringen Bandbreite als Abschätzung für die Bandbreite des Störsignals. Für die Anwendung der PLM ist nun die wichtige Frage zu klären, welche Mindestgröße die Abtastrate besitzen muss, damit ein bestimmter Störsignalpegel im Nutzfrequenzband nicht überschritten wird. Diese Bedingung ist dann erfüllt, wenn die Störsignallinie mit der geforderten Fehleramplitude gerade die Nutzfrequenz erreicht. Ausgehend von einem Einton-Nutzsignal gilt dann der Zusammenhang:

$$\begin{aligned} f_m &\leq f_0 - B_{\text{Sts}}(\epsilon, m)/2 \\ \Rightarrow f_0(\epsilon, m) &\geq f_m[1 + a(\epsilon)m + b(\epsilon)] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Eine Rechnung für $\epsilon = 1\%$ und $m = 1$ ergibt dann einen Überabtastrfaktor $\frac{f_0}{f_m}$ von mindestens 7,08. Im Kontrast zu den ermittelten Ergebnissen steht [53]. Dort wird die Aussage getroffen, dass Verzerrungen im Nutzsignal vernachlässigbar sind, wenn die Nutzfrequenz höchstens ein Drittel der Abtastrfrequenz beträgt. In jedem Fall wird deutlich, dass die verzerrungsarme Übertragung eines Nutzsignals im HF-Bereich mit Hilfe eines Pulslängenmodulators erhebliche Anforderungen an die Schaltverstärkerstufe stellt, da der erforderliche Überabtastrfaktor die Schaltfrequenz vervielfacht.

Eine alternative Möglichkeit zur Beschreibung der Nutzsignalverzerrung in Abhängigkeit vom Überabtastrfaktor ist die Formulierung eines "anharmonischen" Klirrfaktors [56] als Verhältnis von Störsignalamplitude bei der Nutzfrequenz zur Nutzsignalamplitude:

$$\begin{aligned} k_{f_m} &= \frac{|c_{1,-\nu}|}{b_{0,1}} = \frac{\frac{1}{j2\pi} J_\nu(\Delta\Phi) \left[e^{+j(\omega_0 + \nu\omega_m)\frac{\tau_0}{2}} - (-1)^\nu e^{-j(\omega_0 + \nu\omega_m)\frac{\tau_0}{2}} \right]}{\frac{\tau_0}{T_0} \frac{m}{2}} \\ \text{mit } \nu &= \frac{f_0}{f_m} - 1 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Für Vollaussteuerung und ein Grundtastverhältnis von 0,5 erhält man für verschiedene Überabtastrfaktoren die in der Tabelle 2.1 wiedergegebenen Werte. Wie man sieht, führen Überabtastrfaktoren kleiner als fünf zu einem starken Anstieg der Verzerrungen des Nutzsignals. Ein Überabtastrfaktor von vier kann als Kompromiss angesehen werden, da hierbei der Klirrfaktor noch unter zehn Prozent liegt und die Abtastrfrequenz für ein Nutzsignal im VHF- bzw. unteren UHF-Bereich noch beherrschbar erscheint. Anhand einer praktischen Ausführung eines PLM wird dies später noch gezeigt. Bei den in der Praxis gegebenen, relativ schmalbandigen Nutzsignalen kann der Einfluss des Störspektrums minimiert werden, indem als Überabtastrfaktor ein von einem ganzzahligen Vielfachen der Nutzfrequenz leicht abweichender Wert gewählt wird. Störende Spektralanteile

$\frac{f_0}{f_m}$	k_{f_m}
2	0,5103
3	0,159
4	0,0812
5	0,0055
6	0,0028

Tabelle 2.1.: Anharmonische Klirrfaktoren bei der Nutzsignalfrequenz f_m für verschiedene Überabtastfaktoren. $\frac{f_0}{f_m} = 0,5$; $m = 1$

liegen dann nicht direkt auf der Nutzsignalmittenfrequenz, sondern etwas abseits davon. Prinzipiell ist der Einfluss von Störsignalen im Nutzsignalband bei der konventionellen PLM infolge der theoretisch unendlichen Ausdehnung der Störsignalspektren aber nie völlig vermeidbar. Es kann durch Wahl eines ausreichend hohen Überabtastfaktors die Beeinflussung des Nutzsignals lediglich minimiert werden. Einen Ausweg kann eine Modifikation des klassischen PLM-Verfahrens zum *Zero Position Coding (ZePoC)*-Verfahren darstellen, welches erst vor einigen Jahren entwickelt worden ist [59–62]. Dieses hat die charakteristische Eigenschaft, dass Nutz- und Störsignalspektrum spektral voneinander getrennt sind und es zu keiner Überlagerung der Spektralanteile kommt. Das Verfahren benötigt allerdings eine komplexe digitale Signalverarbeitung, weshalb es bisher vor allem für die Verarbeitung von Audiosignalen für den Betrieb von Audio-Klasse-D-Verstärkern von Interesse ist. Die Anwendung für Hochfrequenzsignale liegt deshalb derzeit noch weit jenseits des technisch Machbaren, jedoch bietet das Verfahren einen interessanten Ausblick für die zukünftige Entwicklung.

2.1.4. Kodiereffizienz

Für den Betrieb eines Schaltverstärkers ist von entscheidender Bedeutung, wie hoch der Anteil des Nutzsignals im Ausgangssignal des Verstärkers ist. Diese für den Schaltverstärker und das verwendete Modulationsverfahren charakteristische Eigenschaft wird als *Kodiereffizienz* bezeichnet [21, 63, 64]. Sie ist deshalb von großer Bedeutung, da sie Einfluss auf den Gesamtwirkungsgrad des Schaltverstärkersystems für eine geforderte Ausgangsleistung hat. Für einen effizienten Betrieb der Schaltverstärkerendstufe sind möglichst rechteckförmige Ströme- bzw. Spannungen an den Transistoren der Schaltstufe notwendig, um zu gewährleisten, dass die durch den Einschaltwiderstand des Transistors hervorgerufenen Verluste minimiert werden. Während des Schaltvorganges des Transistors verändert sich der wirksame Widerstand der Drain-Source-Strecke ausgehend vom einem sehr hochohmigen Niveau des gesperrten Transistors, bei dem nur ein sehr geringer Reststrom fließt, in Richtung des Einschaltwiderstandes $R_{DS_{on}}$ im Bereich von weniger als einem Ohm, abhängig von der Transistortechnologie und der Auslegung des Bauelementes. Da beim Schaltvorgang mit zunehmendem Drainstrom die Drain-Source-Spannung zwar abnimmt, aber gleichzeitig sowohl Strom, als auch Spannung auftreten,

entsteht am Drain-Source-Widerstand während des sich über die Schaltzeit t_s erstreckenden Schaltvorgangs eine Verlustleistung. Hierbei beträgt der Energieumsatz:

$$W_{V,R_{DS}} = \int_{t_s} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (2.25)$$

Ein weiterer bedeutsamer Verlustmechanismus stellt das Umladen der Ausgangskapazitäten des Transistors dar, da hierdurch insbesondere im Drain-Source-Widerstand bei jedem Schaltvorgang Wirkleistung umgesetzt wird. Dabei ist insbesondere die Drain-Source-Kapazität C_{DS} von Bedeutung, welche im Allgemeinen eine nichtlineare Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung aufweist. Zur Erläuterung der prinzipiellen Zusammenhänge wird sie hier aber als konstant angenommen. Der Energieumsatz beim Umladevorgang kann mit Hilfe der bekannten Beziehung für den Energieinhalt einer geladenen Kapazität angegeben werden, welche in diesem Fall bis auf die Betriebsspannung U_{DD} aufgeladen wird:

$$W_{C_{DS}} = \frac{1}{2} C_{DS} U_{DD}^2 \quad (2.26)$$

Die durch Umschaltvorgänge bedingte Gesamtverlustleistung ist folglich proportional zur Schaltfrequenz, wobei zu berücksichtigen ist, dass in einer Schaltsignalperiode jeweils zwei Umschaltvorgänge stattfinden. Es gilt daher:

$$P_{V_{sw}} = 2f_s (W_{V,R_{DS}} + W_{C_{DS}}) \quad (2.27)$$

Besonders problematisch wirken sich die Verluste durch den Einschaltwiderstand des Transistors bei der im Class-S-Projekt vornehmlich untersuchten CMCD-Verstärkertopologie aus, da die Endstufe dabei mit einem konstanten Strom betrieben wird. Dieser Konstantstrom kann aber nur deshalb fließen, weil eine Gegentaktanordnung verwendet wird, bei der immer ein Transistor eingeschaltet ist und daher die Ohmschen Verluste ständig auftreten. Insofern kommt der Extraktion einer möglichst hohen Nutzsignalleistung aus dem Ausgangssignal des Verstärkers eine große Bedeutung zu. Die Kodiereffizienz muss deshalb so hoch wie möglich sein.

Die unerwünschten Spektralanteile im Ausgangssignal des Schaltverstärkers werden zwar am Verstärkerausgang durch das Rekonstruktionsfilter gefiltert und damit von der angeschlossenen Last nicht in Wirkleistung umgesetzt, sie führen aber durch die beschriebenen Verlustmechanismen in den Schalttransistoren dennoch zu einer Beeinträchtigung des Wirkungsgrades des Verstärkers. Ein Modulationsverfahren mit niedriger Kodiereffizienz führt bei einer festgelegten geforderten Ausgangsleistung des Verstärkers dazu, dass die Endstufentransistoren hinsichtlich der Spannungsfestigkeit bzw. Stromtragfähigkeit überdimensioniert werden müssen. Die dann notwendige Verwendung größerer Transistoren hat zwar einen niedrigeren Einschaltwiderstand zur Folge, allerdings vergrößern sich die ebenfalls als Verlustmechanismus wirksamen Eingangs- und Ausgangskapazitäten. Insbesondere die erhöhte Eingangskapazität erschwert durch die höheren zum Schalten der Transistoren notwendigen Ladeströme einen effizienten Betrieb des Schaltverstärkers. Die Kodiereffizienz kann als Strom- bzw. Spannungsverhältnis oder auch als

Leistungsverhältnis angegeben werden. Zwischen Leistungs- und Amplitudenkodiereffizienz besteht analog zur Beziehung von Amplitudengröße und Leistung ebenfalls ein quadratischer Zusammenhang:

$$\eta_P = \eta_A^2 \quad (2.28)$$

Im Folgenden wird die leistungsbezogene Kodiereffizienz η_P verwendet. Allgemein gilt für ein beliebiges Modulationsverfahren:

$$\eta_P = \frac{\int_{f_t-B/2}^{f_t+B/2} S(f)^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f)^2 df} \quad (2.29)$$

Hierbei sind $S(f)$ das Ausgangsspektrum des Modulators (dargestellt als Leistungsdichtespektrum) und B die Bandbreite um die Mittenfrequenz f_t des HF-Trägersignals, in der sich das Nutzsignal befindet. Es wird also die Nutzsignalleistung zur Gesamtleistung des Ausgangssignals in Beziehung gesetzt. Es ist dabei wichtig zu erkennen, dass das Ausgangssignal in der praktischen Anwendung nicht komplett als Wirkleistung auftritt, sondern im Idealfall dies nur für das Nutzsignal zutrifft. Zur Berechnung der Kodiereffizienz wird aber angenommen, dass das gesamte Ausgangssignal in Wirkleistung umgesetzt wird, da eben der Anteil der Nutzsignalleistung an der Gesamtleistung bestimmt werden soll. Aus den bereits erläuterten Gründen hat die zunächst eher theoretische Rechengröße Kodiereffizienz aber eine außerordentliche Relevanz für die praktische Anwendung. Für die Berechnung der Kodiereffizienz des PLM werden die Fourierkoeffizienten des PLM-Signals benutzt, wodurch man zu folgender Form gelangt:

$$\eta_{P,PLM} = \frac{|b_{0,1}|^2 + |b_{0,-1}|^2}{\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} |c_{n,q}|^2 \right) - a_{0,0}} \quad (2.30)$$

Der Gleichanteil $a_{0,0}$ ist dabei vom Gesamtspektrum zu subtrahieren, da er infolge der üblicherweise vorhandenen Wechselstromkopplung von Last und Schaltverstärkerendstufe keinen Einfluss hat. Abbildung 2.4 zeigt den numerisch berechneten Verlauf der Leistungskodiereffizienz für den PLM in Abhängigkeit vom Modulationsgrad m . Zusätzlich ist zum Vergleich auch eine Kurve für die sich ergebende Kodiereffizienz unter Berücksichtigung des Gleichanteils des PLM-Signals eingezeichnet. Hierbei sind ein Überabtastfaktor von vier und ein für die symmetrische Aussteuerbarkeit notwendiges Grundtastverhältnis von 0,5 gewählt worden. Damit eine gute Genauigkeit der berechneten Werte erzielt werden kann, muss eine große Anzahl von Spektrallinien berücksichtigt werden. Daher wurden die Harmonischen des Abtastsignals bis zu $n = 30$ und die sie umgebenden Teilspektren bis zur Ordnung $q = 20$ berechnet. Unter diesen Voraussetzungen spielt dann der Wert des Überabtastfaktors für den Verlauf der Kodiereffizienz

keine große Rolle mehr. Im Ergebnis wird bei Vollaussteuerung des PLM eine maximale Leistungskodiereffizienz von 44,7 % erreicht. Ein höherer Wert ist mit der PLM nicht erreichbar und er stellt daher die Spitzenleistungskodiereffizienz η_{p} des Verfahrens dar. Wird allerdings der Gleichanteil bei der Berechnung mit berücksichtigt, so zeigt sich eine deutliche Verschlechterung der Kodiereffizienz. Der erreichbare Maximalwert bei Vollaussteuerung sinkt dabei auf nur noch 23,7 % ab. Es muss also beim Entwurf der Schaltverstärkerstufe unbedingt darauf geachtet werden, dass die Last wechselstromgekoppelt betrieben wird.

Bei der Betrachtung von Abbildung 2.4 fällt auf, dass eine Verringerung der Aussteuerung des Modulators in beiden Fällen zu einem deutlichen Abfall der Kodiereffizienz führt, der bei gleichanteilfreiem Betrieb sogar noch stärker ausgeprägt ist. Es ist daher mit einer reduzierten mittleren Kodiereffizienz zu rechnen, wenn der Modulator mit einem modulierten Signal betrieben wird, dessen Hüllkurve variiert. Ein Maß für die Beschreibung der Amplitudenvariation stellt der Crestfaktor C_f als Verhältnis von Spitzenwert zum Effektivwert der Signalamplitude dar. Mit Hilfe des Crestfaktors kann die mittlere Kodiereffizienz näherungsweise aus dem Verlauf von $\eta_{\text{p}}(m)$ ermittelt werden, allerdings nur dann, wenn der durch den Crestfaktor bestimmte Wert für den mittleren Modulationsgrad im nahezu linearen Bereich der Kurve liegt ($m \gtrsim 0,6$). Für eine genauere Berechnung der resultierenden Kodiereffizienz eines Modulationssignals muss die zugehörige Signalstatistik ausgewertet werden. Zu diesem Zweck ist zunächst das zu

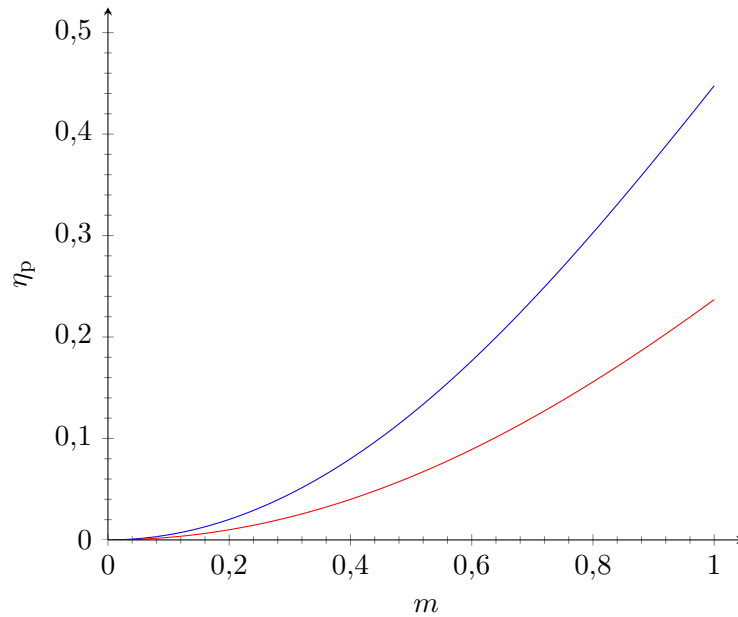


Abb. 2.4.: Leistungskodiereffizienz bei der Pulslängenmodulation für ein unmoduliertes Tastverhältnis von 0,5. Bei der Berechnung wurden die Parameter $n = 30$ und $q = 20$, sowie vierfache Überabtastung zugrunde gelegt. Darstellung mit (—) und ohne Berücksichtigung des Gleichanteils (—).

untersuchende modulierte Basisbandsignal zu berechnen, wobei hier als Beispiel ein in digitalen Kommunikationssystemen häufig genutztes QPSK-Signal verwendet wird. Die Berechnung erfolgt in diesem Fall mit dem im Anhang A.1.2 wiedergegebenen MATLAB-Skript. Um realistische Ergebnisse zu erhalten, werden die Signalsymbole einer Wurzelkosinusquadrat-Filterung ($\alpha = 0,22$) unterworfen und mit 10000 Symbolen eine ausreichend große Anzahl zufällig verteilter Symbole verwendet. Weiterhin wird aus der erhaltenen Signalsequenz die Hüllkurve durch Betragsbildung des komplexen Basisbandsignals ermittelt und auf eine maximale Amplitude von eins normiert. Die Häufigkeitsverteilung der in der Hüllkurve des QPSK-Signals vorkommenden Amplitudenwerte kann dann mit Hilfe eines Histogramms bestimmt werden. Da in der Praxis das Histogramm nicht in unendlich kleine Amplitudenstufen unterteilt werden kann, findet dabei zwangsläufig eine Wertdiskretisierung der Amplitudenverteilung statt. Für die Berechnung der Kodiereffizienz des verwendeten Modulationssignals muss die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) des Hüllkurvensignals ermittelt werden. Diese kann aus dem Histogramm gewonnen werden, indem eine Normierung vorgenommen wird, so dass die von der WDF eingeschlossene Fläche gleich eins ist (s. A.1.3). Hierzu ist die zu einem Intervall Δx zugehörige Amplitudenhäufigkeit durch die Gesamtfläche des Histogramms zu dividieren. Es gilt nämlich für eine kontinuierliche WDF $p_x(x)$ der Amplitude x :

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_x(x) dx = 1 \quad (2.31)$$

Im vorliegenden Fall der Unterteilung der Häufigkeitsverteilung in diskrete Amplitudenintervalle Δx geht das Integral in eine Summe über:

$$\sum_{i=1}^N p_x(x_i) = 1 \quad (2.32)$$

Die folgende Abbildung 2.5 zeigt die auf diese Weise bestimmte WDF für ein QPSK-Signal. Das Histogramm ist dabei in 1000 Intervalle unterteilt worden, so dass sich ein fein aufgelöster Verlauf ergibt. Da die Hüllkurve auf den Maximalwert Eins normiert wurde, entsprechen die Amplitudenwerte gleichzeitig dem Modulationsgrad m der PLM, so dass die Abszisse der WDF mit m beschriftet ist. Bei Betrachtung des Verlaufs der WDF fällt auf, dass große Amplituden ($m \gtrsim 0,9$) nur sehr selten auftreten. Diese Eigenschaft bietet evtl. ein Optimierungspotenzial für die Kodiereffizienz des Modulators, indem durch Kompression des Modulationssignals vor dem PLM die Amplitudenhäufigkeiten in Richtung der Vollaussteuerung des Modulators verschoben werden könnten. Die Leistungskodiereffizienz der PLM kann nun unter Anwendung der WDF der Hüllkurve des Modulationssignals berechnet werden (s. Skript A.1.4):

$$\eta_P = \int_0^1 p_x(m) \cdot \eta_P(m) dm \quad (2.33)$$

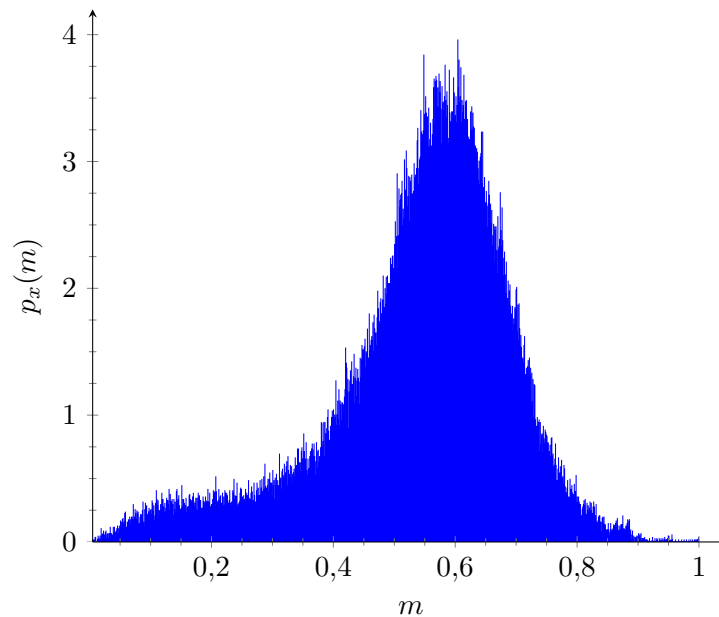


Abb. 2.5.: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für ein QPSK-Signal ($\alpha = 0,22$). Die Abszisse ist in 1000 Amplitudenintervalle unterteilt.

Beziehungsweise für diskrete WDF:

$$\eta_P = \sum_{i=1}^N p_x(m_i) \cdot \eta_P(m_i) \cdot \Delta m \quad (2.34)$$

Die Tabelle 2.2 enthält die berechneten Leistungskodiereffizienzen für einige digitale Modulationsverfahren bei Anwendung der PLM. Im Vergleich zur maximal möglichen Leistungskodiereffizienz von 44,7 %, welche bei Aussteuerung mit einem Sinussignal erreicht wird, verringern sich die Werte für die untersuchten digitalen Modulationsverfahren drastisch. Der Übergang von QPSK zu 16QAM ist nochmals mit einer Verschlechterung von 4,4 % verbunden. Bei höherwertigen QAM-Verfahren sinkt die Leistungskodiereffizienz dann allerdings infolge des nur noch geringfügigen Anstiegs des Crestfaktors nur noch unwesentlich. Insgesamt liegen die Werte im Bereich von 10 % aber leider sehr niedrig, so dass zu erwarten ist, dass beim Betrieb eines Schaltverstärkers mit konventioneller PLM ein deutlicher Einfluss der niedrigen erreichbaren Kodiereffizienz auf den Wirkungsgrad des Verstärkers zu beobachten ist.

Modulation	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Crestfaktor C_f	5,5 dB	7,3 dB	7,5 dB	8 dB
Leistungskodiereffizienz η_P	15,0 %	10,6 %	10,2 %	9,2 %

Tabelle 2.2.: Crestfaktor und Leistungskodiereffizienz für verschiedene digitale Modulationsverfahren bei konventioneller PLM.

2.2. Bandpass-Pulslängenmodulation

Eine weitere Möglichkeit der Erzeugung des Steuersignals für eine Schaltverstärkerstufe ist die Verwendung der *Bandpass-Pulslängenmodulation* (BP-PLM), welche in der Literatur gelegentlich auch als *RF-PWM* bezeichnet wird. Im Gegensatz zur konventionellen PLM wird hierbei eine Überabtastung des HF-Trägersignals vermieden und ein Rechtecksignal mit einer Grundfrequenz entsprechend der HF-Nutzsignalfrequenz erzeugt. Die Phaseninformation des Nutzsignals wird direkt auf die zeitliche Position der Rechteckpulse übertragen. Zur Darstellung der Amplitudenvariation des HF-Nutzsignals wird die Einhüllende des Nutzsignals in eine variable Pulsbreite des erzeugten Rechtecksignals umgesetzt. Der wesentliche Vorteil des Verfahrens liegt daher in der Vermeidung der Überabtastung des HF-Trägers, wodurch die Schaltfrequenz des Schaltverstärkers und die damit verbundenen Umschaltverluste minimiert werden können. Gleichzeitig wird eine hohe Kodiereffizienz des Modulators erreicht, welche für die Energieeffizienz des Schaltverstärkers von großer Bedeutung ist. Das Verfahren der BP-PLM geht auf eine Erfindung von P. Beßlich [65,66] aus dem Jahr 1963 zurück, bei der die effiziente Erzeugung amplitudenmodulierter HF-Signale, beispielsweise für Mittelwellen-Rundfunksender, im Vordergrund stand.

2.2.1. Grundprinzip

Ausgangspunkt für die Erläuterung des Prinzips der BP-PLM ist die Fourierreihe einer Rechteckimpulsfolge mit einer Amplitude \hat{u}_r und einem festen Tastverhältnis $\frac{\tau}{T}$. Ein solches Rechtecksignal ergibt sich bei der BP-PLM, wenn anstatt eines modulierten Nutzsignals nur ein konstanter Wert für die Hüllkurvenamplitude eingestellt wird. Aus Gründen der Übersichtlichkeit der Schreibweise wird eine relative Pulslänge $\Theta_r = 2\pi\frac{\tau}{T}$, welche auch als Stromflusswinkel in der Schaltverstärkerstufe betrachtet werden kann, eingeführt:

$$\begin{aligned} s(t) &= \hat{u}_r \frac{\tau}{T} + \hat{u}_r \frac{2}{\pi} \left(\sin \pi \frac{\tau}{T} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \pi \frac{2\tau}{T} \cos 2\omega t + \dots \right) \\ &= \hat{u}_r \frac{\tau}{T} + \hat{u}_r \frac{2}{\pi} \left(\sin \frac{\Theta_r}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \frac{2\Theta_r}{2} \cos 2\omega t + \dots \right) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Die Grundwelle der Rechteckimpulsfolge stellt nach Filterung mit Hilfe des Rekonstruktionsfilters am Ausgang des Schaltverstärkers das gewünschte HF-Nutzsignal dar. Hierbei wird deutlich, dass eine sinusförmige Abhängigkeit der Amplitude der Grundwelle des Rechtecksignals vom Tastverhältnis bzw. der Pulslänge besteht:

$$\hat{s}_{\text{out}}(\Theta_r) = \frac{2\hat{u}_r}{\pi} \sin \frac{\Theta_r}{2} \quad (2.36)$$

Eine zeitliche Variation der Hüllkurve des HF-Nutzsignals kann also durch eine entsprechende Änderung der Pulslänge der Rechteckimpulsfolge abgebildet werden. Der sinnvolle Wertebereich für die Pulslänge Θ_r erstreckt sich dabei auf den Bereich $0 \leq \Theta_r \leq \pi$, da

bei einer größeren Pulslänge als π sich die Grundwellenamplitude wieder verringert. Für eine unverzerrte Übertragung des Hüllkurvensignals durch den Modulator muss diese sinusförmige Abhängigkeit innerhalb des Modulationsprozesses aufgehoben werden, was mit Hilfe einer arcussinusförmigen Vorverzerrung des Hüllkurvensignals erreicht werden kann. Es muss also gelten:

$$\Theta_r = 2 \arcsin \frac{s_h(t)}{\hat{u}_{ph}} \quad (2.37)$$

Hierbei sind s_h das Hüllkurvensignal und \hat{u}_{ph} die Amplitude des phasenmodulierten HF-Trägersignals. Nur unter dieser Voraussetzung ist eine lineare Hüllkurvenübertragung möglich, welche wie folgt beschrieben werden kann:

$$\hat{s}_{out}(t) = \frac{2\hat{u}_r}{\pi} \sin \left(\arcsin \frac{s_h(t)}{\hat{u}_{ph}} \right) = \frac{2\hat{u}_r}{\pi \hat{u}_{ph}} s_h(t) \quad (2.38)$$

Man könnte nun vorschnell auf die Überlegung verfallen, dass analog zur konventionellen PLM die Verwendung eines Dreiecksignals als Referenzsignal des Modulators geeignet ist. Dieses ist aber gänzlich ungeeignet, da der Zusammenhang zwischen Hüllkurvenamplitude und Pulslänge des Ausgangssignals eben sinusförmig ist und damit, wie oben erläutert, zu einer verzerrten Übertragung führen würde. Bei der BP-PLM ergibt sich der besondere Vorteil, dass als Referenzsignal des Modulators das Trägersignal, welches den Phasenmodulationsanteil des zu übertragenden Modulationssignals trägt, verwendet werden kann. Die schaltungstechnischen Probleme bei der Implementierung des Modulators vereinfachen sich dadurch deutlich. Bei der praktischen Realisierung des Verfahrens steht man aber zunächst vor dem Problem, dass eine direkte Verwendung des HF-Trägersignals als Referenzsignal, welches mit Hilfe eines Komparators mit dem Hüllkurvensignal verglichen wird, ebenfalls zu einer verzerrten Übertragung des Hüllkurvensignals führt. *Beßlich* hat das Problem der eigentlich notwendigen Vorverzerrung des Hüllkurvensignals dadurch gelöst, dass das HF-Trägersignal zunächst einer Zweigleichrichtung unterzogen wird und erst danach dem Komparator als Vergleichssignal zugeführt wird (s. Abb. 2.6). In der Patentschrift wird als alternative Lösungsmöglichkeit eine Schaltung mit einem Komparator mit fester Schaltschwelle angegeben, welcher ein Summensignal aus dem gleichgerichteten HF-Trägersignal und dem Hüllkurvensignal verarbeitet. Diese Variante dürfte der damals verfügbaren Bauelementetechnologie geschuldet sein und stellt damit eine von Seiten der Arbeitsweise des Komparators gleichwertige Schaltungsmöglichkeit dar. Die Ausführung mit getrennten Signalen an jeweils einem Komparatoreingang umgeht aber den bei hohen Frequenzen problematischen Summiervorgang, so dass ihr im Allgemeinen der Vorzug gegeben wird. Die Pulslänge des am Ausgang des Komparators entstehenden, pulslängenmodulierten Rechtecksignals besitzt durch die Verwendung des gleichgerichteten HF-Trägersignals eine arcussinusförmige Abhängigkeit von der Momentanamplitude des Hüllkurvensignals (s. Abschnitt 2.2.10), wodurch der in Gleichung 2.38 dargestellte Zusammenhang zur unverzerrten Übertragung des Hüllkurvensignals eingehalten wird. Ein nach diesem Prinzip arbeitender Modulator zur Übertragung von AM- und Einseitenbandsignalen ist beispielsweise

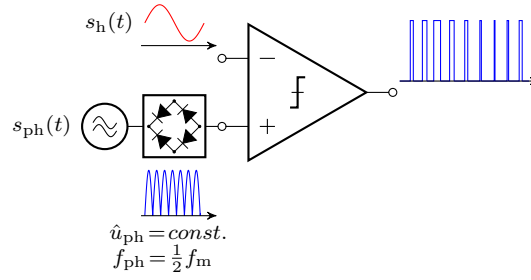


Abb. 2.6.: Grundprinzip der Bandpass-Puls­längenmodulation nach *P. Beßlich/ F. H. Raab*. Durch Vergleich der Einhüllenden des Nutzsignals mit dem gleichgerichteten phasenmodulierten HF-Trägersignal mit konstanter Amplitude, entsteht das pulslängenmodulierte Ausgangssignal. Durch die Gleichrichtung des HF-Trägers wird eine unverzerrte Übertragung des Hüllkurvensignals ermöglicht.

von *F. H. Raab* im Jahre 1973 demonstriert worden [67]. Aus Gründen der damals verfügbaren Bauelementetechnologie war der Betrieb aber noch auf Nutzsignale mit relativ niedriger Frequenz beschränkt und es wurde deshalb in der genannten Arbeit eine Trägerfrequenz von lediglich 100 kHz verwendet. Durch die Zweiweggleichrichtung des HF-Trägersignals entsteht eine Frequenzverdopplung, die allerdings einfach durch Speisung des Modulators mit einem HF-Trägersignal mit einer Frequenz entsprechend der Hälfte der gewünschten Ausgangssignalfrequenz kompensiert werden kann. Die Gleichrichtung an sich stellt aber für den Betrieb des Modulators bei Trägerfrequenzen im GHz-Bereich einen gravierenden Nachteil dar, da die Realisierung der benötigten Gleichrichterschaltung, bei der die Signalqualität nicht durch beispielsweise eine Verrundung der Spitzen im Bereich kleiner Amplituden beeinträchtigt wird, hierbei nur unter großen Schwierigkeiten möglich sein wird. Für die angestrebte Anwendung der BP-PLM im GHz-Bereich ist daher eine Modifikation des Verfahrens notwendig. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird auf dazu geeignete Möglichkeiten noch näher eingegangen.

2.2.2. Spektrale Eigenschaften

Wie zuvor bei den Ausführungen zur konventionellen PLM, ist es auch im Falle der Bandpass-PLM sinnvoll, sich einen Überblick über die spektralen Eigenschaften dieses Modulationsverfahrens zu verschaffen, da diese von grundsätzlicher Bedeutung für den Einsatz der BP-PLM im Schaltverstärker sind. Mit Hilfe einiger systemtheoretischer Zusammenhänge gelingt die Herleitung des Spektrums der BP-PLM auf einfache Weise. Ausgangspunkt ist zunächst eine Formulierung zur Beschreibung eines BP-PLM-Signals im Zeitbereich:

$$s_r(t) = \hat{u}_r \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t - nt_s - \frac{\varphi(s_{ph}(nt_s)) \cdot t_s}{2\pi}}{\frac{\Theta_r(nt_s) \cdot t_s}{2\pi}}\right) \quad (2.39)$$

Im Argument der Rechteckfunktion sind dabei sowohl die Phase $\varphi(s_{\text{ph}}(nt_s))$ des HF-Trägersignals, als auch die von der momentanen Hüllkurvenamplitude abhängige Pulslänge $\Theta_r(nt_s)$ enthalten. Zur Vereinfachung der weiteren Analyse werden diese während einer HF-Trägersignalperiode als konstant angenommen, was ja aufgrund der großen Differenz zwischen HF-Träger- und Nutzsignalfrequenz den Verhältnissen in der Praxis durchaus nahe kommt. Die Umsetzung der Modulatoreingangssignale in das pulslängenmodulierte Ausgangssignal kann als Abtastvorgang des Hüllkurvensignals und der Phasenmodulation des HF-Trägersignals, mithin also der Phase und Amplitude des Basisbandsignals aufgefasst werden. Die Abtastung erfolgt dabei im Zeitraster nt_s , wobei beim BP-PLM t_s der Periodendauer des HF-Trägersignals entspricht. Die Phasenmodulation des HF-Trägersignals soll später separat betrachtet werden, so dass zunächst unter Annahme einer konstanten Phase die Abtastung des Hüllkurvensignals mit Hilfe einer Dirac-Impulsfolge beschrieben werden kann:

$$s_{r\delta}(t) = s_h(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nt_s) \circ \bullet S_{r\delta}(f) = (S_h(f) \cdot \frac{1}{t_s}) * \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \delta(f - \nu f_s) \quad (2.40)$$

Da die Dirac-Impulsfolge die besondere Eigenschaft besitzt, ein selbstreziprokes Signal darzustellen [68], hat das Spektrum der Dirac-Impulsfolge den gleichen Verlauf wie im Zeitbereich. Die Abtastung des Hüllkurvensignals im Zeitbereich ist deshalb im Frequenzbereich mit einer Faltung des Hüllkurvenspektrums mit der Dirac-Impulsfolge verbunden und führt damit zu einer Periodifizierung des Hüllkurvensignalspektrums. Die Darstellung des BP-PLM-Signals aus dem Abtastvorgang ergibt sich nun, indem die Dirac-Impulsfolge mit einem Rechteckpuls gefaltet wird, so dass im Zeitbereich ein periodisches Rechtecksignal entsteht:

$$s_r(t) = \hat{u}_r \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nt_s) * \text{rect}\left(\frac{2\pi t}{\Theta_r(nt_s) \cdot t_s}\right) \quad (2.41)$$

Bei Annahme einer konstanten Pulslänge Θ_r im BP-PLM-Signal, welche sich über eine zeitliche Länge $\tau = t_s \Theta_r / 2\pi$ erstreckt, ergibt sich das charakteristische Spektrum einer Rechteckimpulsfolge, bei dem die Spektrallinien mit der si-Funktion gewichtet sind:

$$S_r(f) = \frac{\Theta_r}{2\pi} t_s \cdot \text{si}\left(\frac{\Theta_r}{2} t_s f\right) \cdot \left(\frac{1}{t_s} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \delta(f - \nu f_s)\right) \Bigg|_{\Theta_r = \text{const.}} \quad (2.42)$$

Die Annahme einer konstanten Pulslänge in diesem Fall kommt den praktischen Verhältnissen beim Betrieb des BP-PLM durchaus nahe, da hierbei ein großes Verhältnis zwischen der HF-Nutzsignalfrequenz und der Frequenz des Hüllkurvensignals besteht (im Bereich 100 ... 1000) und sich dadurch die Pulslänge auf der Zeitskala des HF-Nutzsignals nur sehr langsam ändert. Dies stellt einen wesentlichen Unterschied zum PLM dar, bei dem infolge des kleinen Überabtastfaktors die Änderungsgeschwindigkeit der Pulslänge wesentlich größer ist. Gleichwohl ist eine Erweiterung der Betrachtung

auf eine zeitlich variable Pulslänge bei der Berechnung des Spektrums sinnvoll. Hierbei ist die Berücksichtigung der Amplitudenstatistik der Hüllkurve erforderlich. Zu diesem Zweck kann wieder die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung $p_x(x)$ herangezogen werden, analog zur Vorgehensweise bei der Berechnung der Kodiereffizienz des PLM (s. Kap. 2.1.4). Es ist dabei zweckmäßig, die WDF in Abhängigkeit der Pulslänge Θ_r zu berechnen. Man kann dann eine Gewichtsfunktion $G(f)$ formulieren, die die Einhüllende des periodifizierten Basisbandsignalspektrums darstellt:

$$G(f) = \int_0^\pi p_x(\Theta_r) \cdot \frac{\Theta_r}{2\pi} t_s \cdot \text{si}\left(\frac{\Theta_r}{2} t_s \cdot f\right) d\Theta_r \quad (2.43)$$

Die Gewichtsfunktion $G(f)$ bewirkt allerdings eine Schräglage des Nutzsignalspektrums. Bei der Umsetzung sehr breitbandiger Nutzsignale muss diese Schräglage im Spektrum durch eine entgegengesetzte Vorverzerrung kompensiert werden. Für die üblicherweise auftretenden Nutzsignalbandbreiten im Bereich weniger MHz kann dieser Effekt in der Regel aber vernachlässigt werden. Schließlich erhält man das Spektrum des BP-PLM-Signals für eine Hüllkurve mit beliebigem zeitlichen Verlauf:

$$S_r(f) = G(f) \cdot \left((S_h(f) \cdot \frac{1}{t_s}) * \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \delta(f - \nu f_s) \right) \quad (2.44)$$

Abschließend soll die bisher nicht berücksichtigte Übertragung der Phasenmodulation des HF-Trägersignals auf das BP-PLM-Ausgangssignal betrachtet werden. Erkenntnisse liefert hierbei der Verschiebungssatz der Fouriertransformation:

$$u(t - t_0) \circ \bullet U(f) e^{-j2\pi t_0 f} \quad (2.45)$$

Eine Verschiebung des Zeitsignals um den Betrag t_0 führt im Spektrum zu einer entsprechenden Phasendrehung. Im Umkehrschluss ist daher eine Phasenänderung des HF-Trägersignals mit einer zeitlichen Verschiebung der Rechteckpulse des BP-PLM-Signals verbunden, so dass die Phaseninformation auf das HF-Nutzsignal übertragen wird. Man kann diesen Zusammenhang für den BP-PLM wie folgt formulieren, wobei hier die Grundwelle des HF-Nutzsignals mit $f_s = \frac{1}{t_s}$ und das BP-PLM-Zeitbereichssignal allgemein mit $u(t)$ bezeichnet wird:

$$s_r(t) = u\left(t - \frac{\varphi(s_{\text{ph}}(nt_s)) \cdot t_s}{2\pi}\right) \circ \bullet S_r(f_s) = U(f) e^{-j\varphi(s_{\text{ph}}(nt_s))} \quad (2.46)$$

Unter der Voraussetzung eines ideal arbeitenden BP-PLM, d. h. einem Modulator, bei dem die Signaldurchlaufverzögerung zwischen dem phasenmodulierten Trägersignal und dem Modulatorausgangssignal konstant und damit unabhängig von der Hüllkurvensignalamplitude ist, erfolgt daher eine direkte und unverzerrte Übertragung der Phasenmodulationskomponente auf das Ausgangssignal des Modulators.

Nach Umsetzung der gewonnenen Erkenntnisse in ein MATLAB-Skript [69] kann nun eine graphische Darstellung des Spektrums eines BP-PLM-Signals berechnet werden,

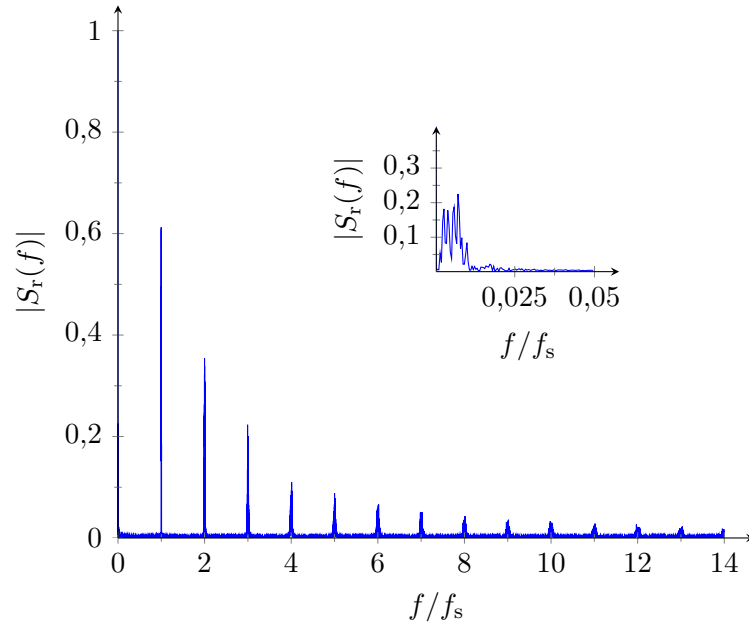


Abb. 2.7.: Berechnetes BP-PLM-Ausgangssignalspektrum $S_r(f)$ eines QPSK-Nutzsignals. Infolge des großen Verhältnisses zwischen der HF-Trägersignalfrequenz und der Symbolrate des QPSK-Signals von 100 ist die Feinstruktur der Spektrallinien nur eingeschränkt erkennbar. Der vergrößerte Ausschnitt zeigt den im Spektrum vorhandenen Basisbandsignalanteil, weshalb als Rekonstruktionsfilter ein Bandpass verwendet werden muss.

wie sie die Abbildung 2.7 zeigt. Die Normierung des Spektrums auf die Frequenz des HF-Trägersignals f_s gewährleistet dabei eine allgemeingültige Darstellung. Weiterhin sind die Amplituden der Spektrallinien auf den Gleichanteil normiert, so dass dieser in der Darstellung den Wert Eins erhält. Als Nutzsignal wird ein QPSK-Signal (RRC-gefiltert mit $\alpha = 0,22$) mit einer Symbolrate entsprechend einem Hundertstel der HF-Nutzsignalfrequenz verwendet. Infolge des großen Frequenzunterschieds zwischen HF-Trägersignal und Symbolrate des Nutzsignals wird die Feinstruktur des Spektrums zunächst nicht sichtbar. Es zeigt sich die grundsätzliche Charakteristik des Spektrums eines periodischen Rechtecksignals mit zahlreichen Harmonischen der Signalgrundfrequenz, deren Amplitude mit steigender Frequenz rasch abfällt. Theoretisch eröffnet sich dadurch die Möglichkeit der Nutzung einer Harmonischen zur Übertragung des HF-Nutzsignals. Allerdings dürfte die bei höheren Harmonischen drastisch verringerte Signalamplitude dem praktischen Einsatz enge Grenzen setzen.

Die Ausschnittsvergrößerung des Spektrums in Abbildung 2.7 gibt einen Einblick in den zuvor infolge des kleinen Abbildungsmaßstabes nicht gut aufgelöst sichtbaren, niederfrequenten Bereich des Spektrums. Dort findet sich das arcsin-vorverzernte Basisbandsignal wieder und es wird damit klar, warum beim Einsatz des BP-PLM zur Re-

konstruktion des HF-Nutzsignals ein Bandpassfilter erforderlich ist. Dieser Umstand hat zur klaren Unterscheidung von der konventionellen PLM Eingang in die Namensgebung des Verfahrens gefunden. Im Vergleich zum Spektrum der konventionellen PLM, bei der ja um die Harmonischen der Dreiecksignalgrundfrequenz charakteristische Besselspektren mit Spektrallinien im Abstand der Nutzsignalfrequenz angeordnet sind (vgl. Abschnitt 2.1.2), hat das BP-PLM-Spektrum eine „aufgeräumte“ Gestalt, da hier lediglich Harmonische des HF-Nutzsignals auftreten. Es kann daher auch nicht zu Störungen im Nutzsignalspektrum durch überlagerte Anteile der Besselspektren kommen, wie es bei der konventionellen PLM insbesondere bei kleinen Überabtastfaktoren der Fall ist.

Das linienhafte BP-PLM-Spektrum bietet einige besondere Vorteile im Hinblick auf die Auslegung des am Ausgang des Schaltverstärkers benötigten Rekonstruktionsfilters. Insbesondere werden die für den effizienten Betrieb des Schaltverstärkers essenziellen Anforderungen an die Eingangsimpedanz des Filters im Durchlass- und Sperrbereich drastisch vereinfacht. Hierbei ist im Durchlassbereich eine Anpassung der am Filterausgang angeschlossenen Impedanz (in der Regel $50\ \Omega$) an die optimale Lastimpedanz der Schaltverstärkerendstufe notwendig, welche durch den möglichen Strom- bzw. Spannungsarbeitsbereich der Schalttransistoren festgelegt wird. Im Sperrbereich hingegen müssen die im Ausgangssignal unerwünschten Harmonischen mit einem Kurzschluss (Current-Mode-Endstufe) bzw. Leerlauf (Voltage-Mode-Endstufe) abgeschlossen werden, da andernfalls bei diesen Frequenzen Wirkleistung umgesetzt und damit der Wirkungsgrad des Schaltverstärkers beeinträchtigt wird. Außerdem können nur so die für den effizienten Betrieb des Verstärkers benötigten rechteckförmigen Drainströme bzw. -spannungen gewährleistet werden. Im Vergleich zum BP-PLM bereiten diese Anforderungen insbesondere bei Verwendung der Bandpass-Delta-Sigma-Modulation zur Ansteuerung des Schaltverstärkers infolge der hierbei rauschsignalähnlichen Belegung des Spektrums enorme Schwierigkeiten beim Filterentwurf [23, 70–72].

Der verhältnismäßig große Abstand der Spektrallinien bei der BP-PLM lässt den Entwurf des Filters mit einer Bandbreite zu, die größer als die eigentliche Nutzsignalbandbreite ist. Dies bietet einerseits damit die notwendigen Freiheitsgrade, um das Filter mit minimaler Einfügedämpfung im Durchlassbereich auslegen zu können. Eine geringstmögliche Durchlassdämpfung ist für das Schaltverstärkersystem von fundamentaler Bedeutung, da Verluste im Filter unmittelbaren Einfluss auf die Gesamteffizienz des Verstärkers haben. Andererseits kann durch eine etwas größere Bandbreite gewährleistet werden, dass das HF-Nutzsignal im Durchlassbereich des Filters in einem Bereich mit konstanter Gruppenlaufzeit angeordnet werden kann, so dass keine unerwünschten vom Filter verursachten Phasenverzerrungen im Nutzsignal auftreten. Weiterhin können zum Erzielen einer möglichst großen Selektivität im Sperrbereich des Filters gezielt Nullstellen platziert werden. Besonders im Bereich der relativ starken zweiten und dritten Harmonischen ergeben sich damit Gestaltungsmöglichkeiten, die bei Verwendung anderer Modulationsverfahren meist nicht gegeben sind. Die untere Grenzfrequenz des Filters wird durch die Bandbreite des Basisbandsignals festgelegt und ist infolge des großen Abstands zum HF-Trägersignal und des geringen Pegels des auszufilternden Basisbandsignals relativ unkritisch. Die Unterdrückung der zweiten Harmonischen stellt allerdings

höhere Anforderungen, da sie einen hohen Pegel besitzt und dabei die vom Funksystemstandard vorgegebene Spektrumsmaske mit zum Teil erheblichen Anforderungen an die Störsignalunterdrückung eingehalten werden muss. Daher muss die obere Filterflanke zwischen der oberen Grenzfrequenz und der zweiten Harmonischen einen entsprechend steilen Verlauf haben, welcher aber nicht unbedingt symmetrisch zur unteren Filterflanke zu sein braucht. Da in den Bereichen zwischen Basisband- und HF-Nutzsignal bzw. der zweiten Harmonischen aber keine Spektralanteile vorhanden sind, kann die Filtercharakteristik relativ flexibel den Anforderungen angepasst werden, ohne dass dabei allzu große Kompromisse eingegangen werden müssen.

2.2.3. Kodiereffizienz

Die Kodiereffizienz stellt mit die wichtigste Kenngröße eines Verfahrens zur Erzeugung des Ansteuersignals eines Schaltverstärkers dar, da eine hohe Kodiereffizienz die Voraussetzung für den effizienten Betrieb eines Schaltverstärkers ist. Analog zu den Ausführungen zur konventionellen PLM (s. Kap. 2.1.4) sollen daher nun die Eigenschaften der BP-PLM hinsichtlich der Kodiereffizienz näher betrachtet werden. Es wird zunächst die Kodiereffizienz für ein sinusförmiges, also unmoduliertes Ausgangssignal bestimmt. Ausgangspunkt für die Überlegungen ist daher die Fourierreihe eines periodischen Rechtecksignals mit variabler Pulslänge (s. Gl. 2.35).

Die Auswertung der Fourierreihe führt zu einer Beziehung zur Berechnung der Signalleistung der im Signal enthaltenen Harmonischen in Abhängigkeit von der Pulslänge Θ_r (Z_0 ist die nominelle Lastimpedanz für das Ausgangssignal, in der Regel also $50\ \Omega$):

$$P(n, \Theta_r) = \frac{2\hat{u}_r^2}{n^2\pi^2 Z_0} \sin^2\left(n \frac{\Theta_r}{2}\right) \quad (2.47)$$

Der Quotient der Nutzsignal- zur Gesamtsignalleistung ergibt dann die Leistungskodiereffizienz, welche hier ausschließlich betrachtet wird. Dabei muss unterschieden werden, ob der Gleichanteil des BP-PLM-Signals berücksichtigt wird, da dies erhebliche Auswirkungen auf die erreichbare Spitzenkodiereffizienz hat. Es spielt hierbei eine wesentliche Rolle, welche Schaltverstärkertopologie betrachtet wird und ob sich die Analyse lediglich auf das Wechselspannungssignal am Verstärkerausgang bezieht. Zunächst die Darstellung ohne Berücksichtigung des Gleichanteils:

$$\eta_{P_{\text{odc}}}(\Theta_r) = \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{ges}} - P_{\text{DC}}} = \frac{P(1, \Theta_r)}{\sum_{n=1}^{\infty} P(n, \Theta_r)} = \frac{\sin^2\left(\frac{\Theta_r}{2}\right)}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2\left(n \frac{\Theta_r}{2}\right)} \quad (2.48)$$

Einschließlich des Gleichanteils ergibt sich folgende Form:

$$\eta_P(\Theta_r) = \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{ges}}} = \frac{P(1, \Theta_r)}{\left(\hat{u}_r \frac{\Theta_r}{2\pi}\right)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} P(n, \Theta_r)} = \frac{\sin^2\left(\frac{\Theta_r}{2}\right)}{\left(\hat{u}_r \frac{\Theta_r}{2\pi}\right)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2\left(n \frac{\Theta_r}{2}\right)} \quad (2.49)$$

In beiden Fällen ist eine analytische Lösung nur bei Konvergenz der jeweiligen Reihe im Nenner möglich. Eine nähere Analyse lässt allerdings den Schluss zu, dass dies gegeben ist [69]. Zur Vereinfachung der Handhabung der Beziehungen wird der numerischen Berechnung der Vorzug gegeben, was zu den in der Abbildung 2.8 dargestellten Ergebnissen führt. Um eine allgemeingültige Darstellung zu finden, sind die abgebildeten Leistungen dabei auf die Gesamtleistung des BP-PLM-Signals normiert. Zunächst sind die erreichbaren Maximalwerte der dargestellten Parameter von Interesse. Die maximale HF-Nutzsignalleistung wird bei einem Tastverhältnis von 50 %, entsprechend $\Theta_r = \pi$, erreicht und beträgt dort etwa 40,5 % $((2/\pi)^2)$ der Gesamtleistung. Eine weitere Vergrößerung des Tastverhältnisses würde zu einem Absinken der Nutzsignalleistung führen, da diese ja eine sinusförmige Abhängigkeit von der Pulslänge besitzt. Der Anteil der Leistung des Gleichanteils P_{DC} beträgt dabei allerdings 50 % der Gesamtleistung und übersteigt damit im Bereich der Vollaussteuerung des BP-PLM die Nutzsignalleistung im Ausgangssignal. Dieses Verhalten hat starke Auswirkungen auf die erreichbaren Kodiereffizienzen der BP-PLM. Ohne Berücksichtigung des Gleichanteils ergibt sich eine maximale Leistungskodiereffizienz $\eta_{p_{dc}}$ von 81,1 %. Wird der Gleichanteil mit einbezogen, so verringert sich die erreichbare Kodiereffizienz drastisch. Es wird ein Maximalwert von lediglich 46,1 % erreicht, der allerdings bei $\Theta_r/\pi = 0,74$, entsprechend 37,1 % Tastverhältnis, auftritt. Diese Verschiebung des Maximalwertes liegt in der bereits beschriebenen Eigenschaft begründet, dass die Leistung des Gleichanteils im Bereich der Vollaussteuerung die Nutzsignalleistung übersteigt und damit zu einer Verringerung der Kodiereffizienz nach Durchschreiten des Maximums führt. An dieser Stelle zeigt sich die Problematik des Einsatzes von Schaltverstärkertopologien, die einen stetig fließenden Versorgungsstrom in der Ausgangsstufe erfordern, wie dies beim Current-Mode-Verstärker der Fall ist. Infolge der Verlustmechanismen in den Schalttransistoren führt der Gleichanteil im Schaltsignal zwangsläufig zu einer verminderten Effizienz des Verstärkers. In der Konsequenz kann die Effizienz des Verstärkers drastisch gesteigert werden, wenn am Ausgang des Schaltverstärkers ein gleichanteilsfreies Signal erzeugt wird. Beim Voltage-Mode-Verstärker kann dies einfach durch Wechselspannungskopplung der an den Verstärker angeschalteten Last erfolgen. Eine weitere Möglichkeit bietet die Erzeugung eines ternären Ausgangssignals (Bipolar-RZ-Signal). Ein solches Signal, welches neben dem Ruhezustand Null eine positive sowie eine negative Amplitude aufweist, besitzt eine doppelt so hohe Leistungskodiereffizienz (92,3 %), wie die den Gleichanteil einschließende Kodiereffizienz des hier betrachteten unipolaren Signals (46,1 %). Der Einsatz eines derartigen Signals wird hier aber nicht näher untersucht, da dies eine Erweiterung des Grundkonzepts der BP-PLM darstellt und den Rahmen der vorliegenden Arbeit, welche ja den Entwurf von integrierten Modulatortestschaltungen einschließt, sprengen würde. Eine Analyse praktisch aller bei der BP-PLM in Frage kommender Pulsformen einschließlich ternärer Signale ist in [73] zu finden. Zur Vereinfachung des Vergleichs mit der Kodiereffizienz beim konventionellen PLM (s. Abb. 2.4) ist in der Abbildung 2.8 eine zusätzliche Abszisse mit dem Aussteuerfaktor $m = s_h/\hat{u}_{ph}$ eingezeichnet.

Zur Berechnung der Leistungskodiereffizienzen für modulierte Nutzsignale ist analog zur Vorgehensweise beim PLM die Kenntnis der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der

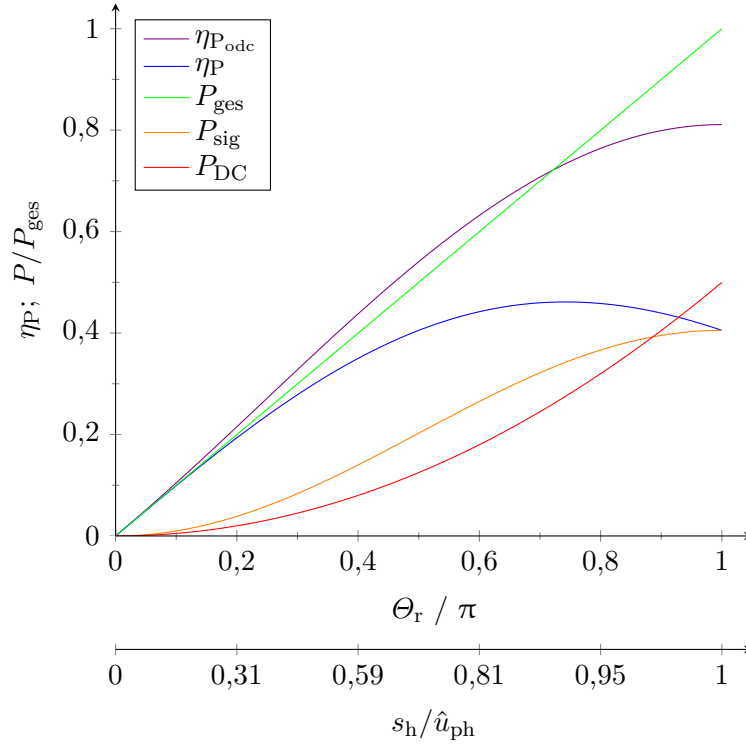


Abb. 2.8.: Leistungskodiereffizienz bei der BP-PLM für ein sinusförmiges Nutzsignal. Die abgebildeten Leistungen sind auf die Gesamtleistung des BP-PLM-Signals P_{ges} normiert. Zur Erleichterung des Vergleichs mit den Werten des konventionellen PLM (Abb. 2.4) ist eine zusätzliche Abszisse mit dem Austeuerfaktor $m = s_h / \hat{u}_{\text{ph}}$ eingezeichnet.

Nutzsignalhüllkurve erforderlich. Um die Berechnung und Darstellung in einem linearen Maßstab ausführen zu können, ist es günstig die Kodiereffizienz in Abhängigkeit von der Pulslänge zu berechnen. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Hüllkurve muss deshalb ebenfalls auf Basis der Pulslänge dargestellt werden, was durch Anwendung von Gleichung 2.37 erfolgt. Der Einfluss der nichtlinearen Abbildung zwischen Hüllkurvensignalamplitude und Pulslänge auf die Gestalt der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion wird bei der graphischen Darstellung (Abb. 2.9) der Verteilungsdichten deutlich, in diesem Fall am Beispiel eines QPSK-Signals. Auffällig hierbei ist eine Verschiebung der Häufigkeiten in Richtung kleinerer Pulslängen, d. h. Pulslängen im Bereich der Vollaussteuerung ($\Theta_r = \pi$) treten im Vergleich zur Häufigkeit der Hüllkurvenamplituden in diesem Bereich seltener auf. Da der Anteil der Pulslängen im Bereich des Maximalwertes π gering ist, ist zu erwarten, dass mit dem zu beobachtenden Verhalten ein negativer Einfluss auf die Kodiereffizienz beim Betrieb mit dem modulierten Nutzsignal verbunden ist. Eine mögliche Gegenmaßnahme ist die Verringerung der Signaldynamik des Nutzsignals durch Begrenzung der Maximalamplitude („clipping“, [73]). Dadurch wird die Pulslängenverteilung

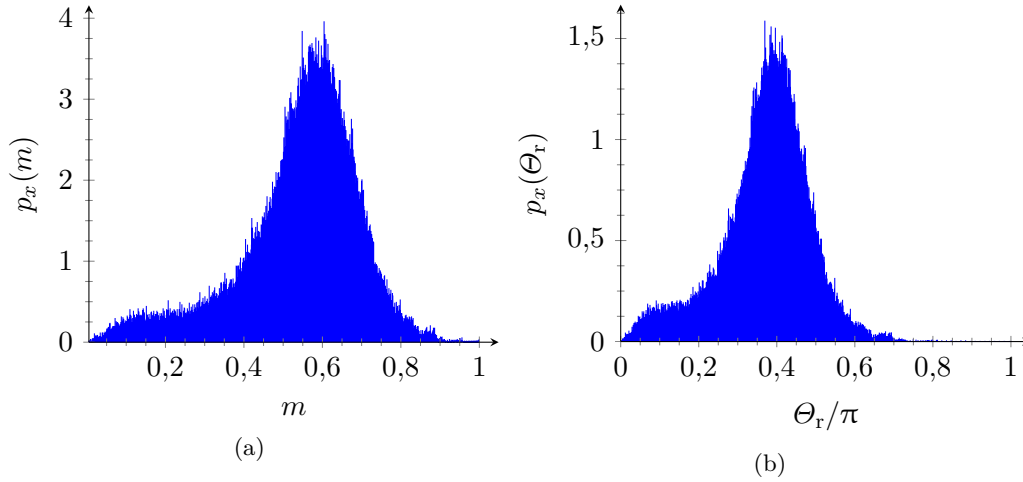


Abb. 2.9.: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für ein QPSK-Signal ($\alpha = 0,22$). Darstellung in Abhängigkeit von der Hüllkurvensignalamplitude (a), sowie der Pulsweite Θ_r (b). Die Abszisse ist jeweils in 1000 Intervalle unterteilt.

nach rechts in Richtung Vollaussteuerung gestreckt und die Kodiereffizienz angehoben. Dies geht allerdings mit einer Verschlechterung der Signalqualität einher (Erhöhung des Fehlervektorbetrags (EVM)), so dass hierbei ein Kompromiss gefunden werden muss. Durch Anwendung der bereits zur Berechnung der Kodiereffizienz der konventionellen PLM verwendeten Beziehung 2.29 kann dann die Leistungskodiereffizienz für ein gegebenes Nutzsignal bei der BP-PLM bestimmt werden. Die Ergebnisse für einige häufig benutzte digitale Modulationsverfahren sind in der folgenden Tabelle 2.3 enthalten. Wie beim PLM ist die Anwendung eines modulierten Nutzsignals mit einer drastischen Verringerung der Kodiereffizienz im Vergleich zum unmodulierten Signal verbunden. Ohne Berücksichtigung des Gleichanteils verringert sich die Leistungskodiereffizienz von 81,1 % (CW-Betrieb, Vollaussteuerung) auf 39,6 % im Falle eines QPSK-Signals. Der Übergang zu höherwertigen Modulationsverfahren ist dann mit einem weiteren Abfall der Kodiereffizienz auf Werte um etwa 30 % verbunden, wobei ein Sättigungsverhalten zu beobachten ist. Bei Berücksichtigung des Gleichanteils im Ausgangssignal verschlechtern sich die Verhältnisse erwartungsgemäß noch weiter. So beträgt der Einbruch der Kodiereffizienz bei QPSK etwa 8 % und verringert sich bei höherwertigen Modulationen auf einen Abstand im Bereich von ca. 5 % zu den Werten ohne Berücksichtigung des Gleichanteils. Auf den ersten Blick erweckt dies einen etwas ernüchternden Eindruck, doch wird beim Vergleich der Kodiereffizienzen mit den Werten bei der konventionellen PLM schnell der Wert des BP-PLM-Verfahrens klar: Die erreichbaren Werte sind bis zu etwa dreimal so hoch wie beim PLM und demonstrieren damit die gute Eignung der BP-PLM für die Ansteuerung von Schaltverstärkern.

Bei Betrachtung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Modulationsarten fällt auf, dass diese sich in Richtung höherer Ordnung der Modulation immer weiter einan-

2. Verfahren zur Pulslängenmodulation von Hochfrequenz-Signalen

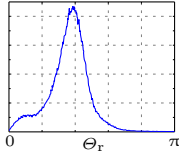
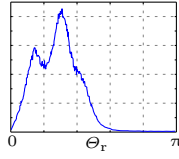
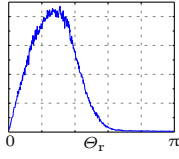
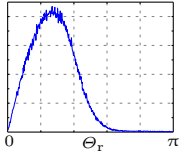
Mod.	CW	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM
$p_x(\Theta_r)$					
C_f	$\sqrt{2}$ (3 dB)	1,88 (5,48 dB)	2,38 (7,53 dB)	2,41 (7,64 dB)	2,63 (8,40 dB)
$\eta_{P_{odc}}$	81,1 %	39,63 %	30,70 %	30,22 %	27,48 %
η_P	46,1 %	31,66 %	25,52 %	25,14 %	23,28 %

Tabelle 2.3.: Leistungskodiereffizienz für verschiedene digitale Modulationsverfahren bei der BP-PLM und Werte für unmodulierten Betrieb (CW) zum Vergleich. Es sind ebenfalls die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für die Impulsbreiten der Signale und die entsprechenden Crest-Faktoren dargestellt. Die Werte sind für Vollaussteuerung bei maximaler Hüllkurvenamplitude, d. h. ohne Backoff berechnet.

der annähern. Hierbei wird der charakteristische Verlauf einer *Rayleigh*-Verteilung [74] sichtbar, welche eine grundlegende Eigenschaft der Verteilung der Amplitudenhäufigkeiten der Einhüllenden bei QAM-Signalen darstellt. Unter der Annahme des gleichwahrscheinlichen Auftretens der Symbole im modulierten Signal, was in der Praxis infolge des zufälligen Nachrichteninhalts in der Regel gegeben ist, weisen Inphase- und Quadraturkomponente dann eine Normalverteilung auf. Dies liegt darin begründet, dass die Symbole zur Begrenzung der spektralen Bandbreite einer Filterung unterworfen werden und damit beim Übergang zwischen den Symbolen entsprechend der Spungantwort des Sendefilters kontinuierlich die Hüllkurvenamplitude verändert wird. Eine Erhöhung der Ordnung der Modulation führt dann zu einer sukzessive vollständigeren Abdeckung des Konstellationsdiagramms und damit Auffüllung der „Lücken“ in den Verteilungen der I/Q-Signale. Dieses asymptotische Verhalten spiegelt sich ebenfalls in den aus der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Hüllkurve abgeleiteten Werten Crestfaktor und Kodiereffizienz wider. Generell ist anzumerken, dass die berechneten Werte eine Toleranz aufweisen, abhängig von den Parametern der verwendeten Signalsequenz, wie beispielsweise Überabtastfaktor, Filterlänge und Anzahl der Symbole in der Sequenz. Bei Vergleichsrechnungen kann es deshalb zu Abweichungen im Bereich von einigen Zehntelprozent kommen. Im vorliegenden Fall wurden folgende Parameter verwendet: Sequenzlänge 1 MSa, 10000 Symbole sowie RRC-Filterung ($\alpha = 0,22$) mit einer Filterlänge von 30 Abtastwerten ohne Fensterung.

2.2.4. Einfluss der Impulsflanken auf Übertragungsverhalten und Dynamikbereich

In technischen Systemen auftretende Rechtecksignale weisen grundsätzlich Abweichungen von der idealen Impulsform auf, insbesondere haben die Signalflanken immer endliche Anstiegs- und Abfallzeiten. Im Falle des BP-PLM hat dies unmittelbare Auswirkungen auf das Übertragungsverhalten des Modulators, besonders in den Fällen, in denen die Anstiegs- bzw. Abfallzeiten des Rechteckpulses gegenüber der Pulsperiode einen signifikanten Anteil einnehmen. Zur Vereinfachung der Analyse bietet es sich an, die Impulsflanken mit einem geraden Verlauf zu modellieren, so dass sich ein trapezförmiger Rechteckpuls ergibt. Die Abbildung 2.10 zeigt die hierbei auftretenden Impulskenngrößen. Die Anstiegs- und Abfallzeiten werden als Zeitintervalle für das vollständige Durchlaufen (0 % bis 100 % der Pulsamplitude) der jeweiligen Flanke definiert, wodurch sich die Analyse wesentlich vereinfacht. Dies stellt eine Abweichung von der üblichen technischen Definition des Zeitintervalls zwischen 10 % und 90 % (bzw. 20 % und 80 %) der Pulsamplitude dar, die in der Praxis angewendet wird, da Anfang und Ende der Flanken infolge von Überschwingern im Signal nicht exakt bestimmt werden können. Weiterhin werden symmetrische Anstiegs- und Abfallzeiten angenommen, d. h. $t_r = t_f$, die bei geeigneter Auslegung der Modulatorschaltung auch in der Praxis gegeben sind. Schließlich wird die Pulslänge t_b definiert als Länge des Impulsdaches, welche um den Betrag einer Anstiegszeit erweitert wird. Wenn man nun gedanklich die Pulslänge bis auf einen Betrag $t_b = 2t_r$ verringert, wird sofort klar, dass damit eine Grenze erreicht wird, nämlich die minimale Pulslänge, bei der die Pulsamplitude \hat{u}_r gerade noch erreicht wird. Eine weitere Verringerung der Pulslänge ist dann mit einem Einbruch der Pulsamplitude verbunden und es entsteht anstatt des Rechteckpulses nur noch ein nadelförmiger Impuls mit sukzessive gegen Null gehender Amplitude. Eine unverzerrte Übertragung ist unter diesen Bedingungen nicht mehr gewährleistet.

Bei der analytischen Beschreibung der Verhältnisse müssen also die Fälle $t_b \geq t_r$ und $t_b < t_r$ unterschieden werden. Der trapezförmige Puls lässt sich zweckmäßig durch Faltung zweier idealer Rechteckimpulse darstellen, so dass mit einer konstanten Impulslänge

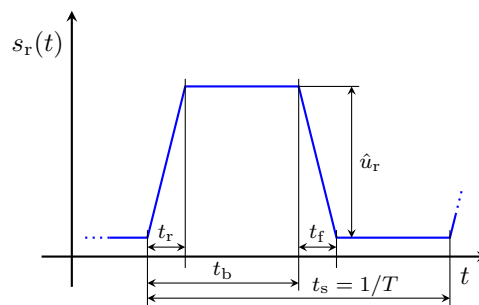


Abb. 2.10.: Kenngrößen eines nichtidealen Rechteckimpulses, modelliert durch trapezförmige Flankenverläufe.

t_b sich folgendes ergibt [69]:

$$s_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nt_s) * \begin{cases} \hat{u}_r \text{rect}(\frac{t}{t_b}) * \frac{1}{t_r} \text{rect}(\frac{t}{t_r}) & ; t_b \geq t_r \\ \frac{\hat{u}_r}{t_r} \text{rect}(\frac{t}{t_b}) * \text{rect}(\frac{t}{t_r}) & ; t_b < t_r \end{cases} \quad (2.50)$$

Im Frequenzbereich wird der Einfluss der nichtidealen Impulsflanken sichtbar:

$$s_r(t) \circ \bullet S_r(f) = \frac{1}{t_s} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \delta(f - \nu f_s) \cdot \begin{cases} \hat{u}_r t_b \cdot \text{si}(\pi f t_b) \cdot \text{si}(\pi f t_r) & ; t_b \geq t_r \\ \frac{\hat{u}_r t_b^2}{t_r} \cdot \text{si}^2(\pi f t_b) & ; t_b < t_r \end{cases} \quad (2.51)$$

Die endlich steilen Impulsflanken bewirken eine zusätzliche Wichtung des idealen Rechtecksignalspektrums mit weiteren *si*-Funktionen. Unterschreitet die Impulslänge t_b allerdings die Anstiegszeit des Impulses, so kommt als entscheidende Veränderung eine quadratische Abhängigkeit der Amplituden der Signalanteile im Spektrum von der Pulslänge zum Tragen. Unter Anwendung von Gleichung 2.38 kann nun aus den bisherigen Erkenntnissen die Grundwellenamplitude des Rechtecksignals bestimmt werden, welche das zu übertragende Nutzsignal darstellt:

$$\hat{s}_{out}(t) = 2S_r(1/t_s) = \frac{2\hat{u}_r}{\pi} \cdot \begin{cases} \frac{s_h(t)}{\hat{u}_{ph}} \cdot \frac{t_s}{t_r \pi} \sin(\frac{t_r}{t_s} \pi) & ; t_b \geq t_r \\ \frac{t_s}{t_r \pi} \left(\frac{s_h(t)}{\hat{u}_{ph}} \right)^2 & ; t_b < t_r \end{cases} \quad (2.52)$$

Für Pulslängen mit $t_b < t_r$ zeigt sich eine quadratische Verzerrung des Hüllkurvensignals. Diese lässt in der Praxis eine deutliche Beeinträchtigung des zu übertragenden Nutzsignals bei Unterschreiten der kritischen minimalen Pulslänge erwarten. Man kann daher auch eine minimale Hüllkurvenamplitude angeben, die für eine lineare, also unverzerrte Übertragung notwendig ist:

$$s_h(t) \geq \hat{u}_{ph} \sin\left(\frac{t_r}{t_s}\right) \quad (2.53)$$

In der Abbildung 2.11 sind zur Veranschaulichung der Ergebnisse einige Hüllkurvenübertragungscharakteristiken abgebildet, die in Abhängigkeit des Anteils der Rechtecksignalanstiegszeit an der Rechtecksignalperiode (t_r/t_s) berechnet wurden. Hierbei fällt sofort der bei kleinen Hüllkurvenamplituden zunächst auftretende parabelförmige Kurvenverlauf ins Auge. Der abrupte Übergang in den linearen Kurvenverlauf rührt von der Fallunterscheidung bei der analytischen Darstellung der Übertragungsfunktionen her. Ebenfalls wird deutlich, dass bereits bei relativ kleinen Verhältnissen von Anstiegs- bzw. Abfallzeiten zur Rechtecksignalperiode, der nutzbare Hüllkurvenamplitudenbereich eingeschränkt ist. Wird beispielsweise ein Zeitverhältnis von 20% überschritten, so geht bereits mehr als die Hälfte des Aussteuerbereiches des Modulators verloren. Die Folge ist also eine Einschränkung des Dynamikbereichs der Signalübertragung des Modulators, der das Verhältnis zwischen Vollaussteuerungsamplitude und minimal nutzbarer Hüllkurvenamplitude darstellt. Für den praktischen Einsatz des BP-PLM ist es aller-

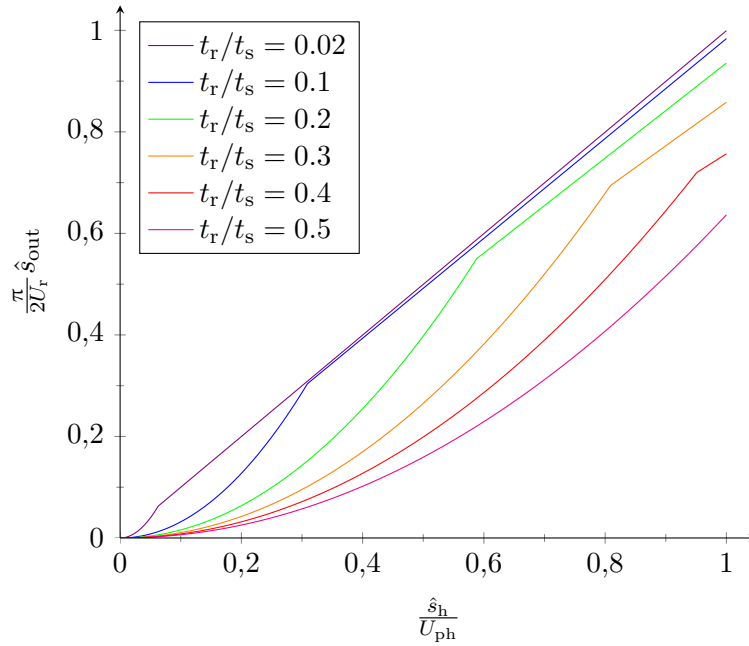


Abb. 2.11.: Einfluss der Flankensteilheit des Ausgangssignals auf das Hüllkurvenübertragungsverhalten des BP-PLM bei Modellierung mit trapezförmigem Impulsverlauf. Es ist der Verlauf der normierten Nutzsignalamplitude \hat{s}_{out} über der ebenfalls normierten Hüllkurvensignalamplitude s_h dargestellt.

dings von Vorteil, dass von den Signalverzerrungen überwiegend kleine Hüllkurvensignalamplituden betroffen sind. Diese spielen bei der Wiedererkennung der Symbole bei der Demodulation des Nutzsignals eine eher untergeordnete Rolle und beeinträchtigen die Bitfehlerrate der Übertragung daher kaum. Durch die nichtlinearen Verzerrungen wird allerdings eine Verbreiterung des Nutzspektrums hervorgerufen, was zu unerwünschten Nachbarkanalstörungen führt.

Abbildung 2.12 zeigt einen berechneten Dynamikverlauf in Abhängigkeit von t_r/t_s . Es zeigt sich ein sehr steiler Abfall am Anfang der Kurve, wobei bereits bei 10 % Anteil der Signalanstiegszeit an der Rechtecksignalperiode der Dynamikbereich bereits auf etwa 10 dB geschrumpft ist. Für einen in der Praxis brauchbaren Wert von z. B. 20 dB darf die Anstiegszeit nur etwa 3 % der Rechtecksignalperiode betragen. Es liegt auf der Hand, dass sich die Situation zu steigenden Nutzfrequenzen hin kontinuierlich verschärft und damit der Einsatz des BP-PLM-Verfahrens prinzipbedingt immer höhere Anforderungen an die Schaltzeiten der eingesetzten Bauelemente stellt. Problematisch ist dabei insbesondere, dass sich die Flankensteilheit des BP-PLM-Signals in der dem Modulator nachfolgenden Endstufe nochmals deutlich verschlechtert und damit gleichzeitig eine Verringerung des nutzbaren Dynamikbereichs einher geht. Die unmittelbare Beeinflussung des Dynamikbereichs durch das nicht ideale Schaltverhalten der am Signalübertragungsprozess beteiligten Komponenten stellt damit einen wesentlichen Nachteil des BP-PLM-

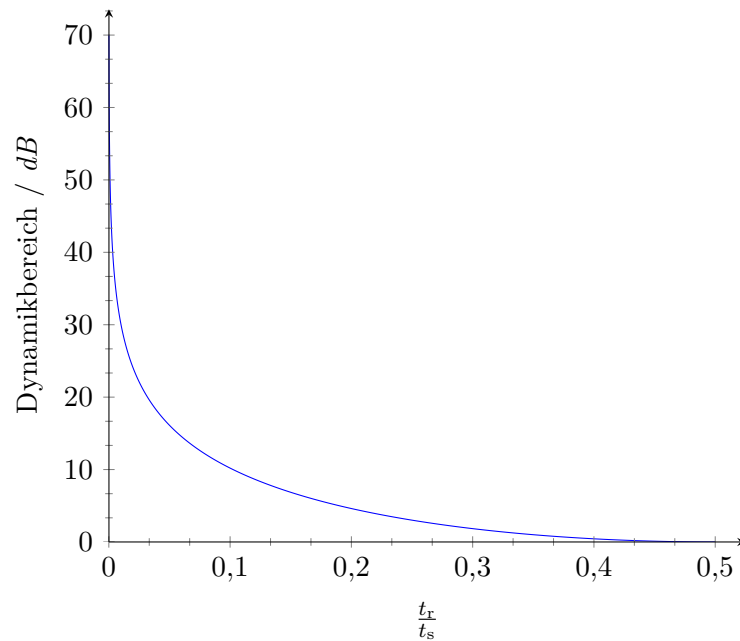


Abb. 2.12.: Einfluss der Flankensteilheit des BP-PLM-Ausgangssignals auf den für die lineare Übertragung der Einhüllenden des Nutzsignals nutzbaren Dynamikbereich.

Verfahrens dar, der in dieser Form bei z. B. der konventionellen PLM nicht auftritt. Zwar führen Abweichungen von der idealen Rechteckform des Modulatorausgangssignals dort ebenfalls zu Verzerrungen im Spektrum, doch wird dabei das Nutzsignal nicht direkt beeinträchtigt.

2.2.5. Beeinträchtigung der Übertragungsfunktion des BP-PLM durch Abweichungen der Pulslänge

Bedingt durch nichtideale Eigenschaften der Schaltungselemente im BP-PLM kann es zu Abweichungen von der idealen Pulslänge im Ausgangssignal kommen. Insbesondere in Schaltungsarchitekturen, bei denen für die Erzeugung der steigenden und fallenden Flanke im Ausgangssignal verschiedene Signalpfade in der Schaltung verwendet werden, können durch Laufzeitunterschiede zwischen den Pfaden, unterschiedliche Offsetspannungen der eingesetzten Komparatoren und ähnliche Effekte, die steigende bzw. fallende Flanke gegenüber der idealen Position verschoben werden. Es kommt dadurch zu einem Phasen- bzw. Amplitudenfehler, je nachdem, ob die Verschiebungen der Signalfanken in gleich- oder gegensinniger Richtung erfolgt und wie groß die jeweilige Abweichung der Flankenposition ist. Im allgemeinen ist mit einer Überlagerung der beiden Fehlerausprägungen zu rechnen, so dass gleichzeitig ein Phasen- und Amplitudenfehler im Ausgangssignal verursacht wird. Wird die Verschiebung der Ausgangssignalfanken als Phasendifferenz zur jeweiligen Sollposition der Flanke aufgefasst, so kann der entstehende Phasenfehler wie folgt formuliert werden:

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\varphi_r + \Delta\varphi_f}{2} \quad (2.54)$$

Neben der Beeinträchtigung der Übertragung der Phaseninformation auf das Modulatorausgangssignal ist die Bestimmung des Einflusses von Abweichungen in der Pulslänge des Ausgangssignals von Interesse, da diese unmittelbar die Hüllkurvenübertragungscharakteristik des Modulators beeinträchtigen. Eine analytische Beschreibung des Effekts erhält man, indem die Abweichung der Pulslänge als $\Delta\Theta_b$ in die bekannte Beziehung zur Bestimmung der Nutzsignalamplitude im Ausgangssignal eingesetzt wird:

$$\hat{s}_{\text{out}}(t) = \frac{2\hat{u}_r}{\pi} \sin \left(\arcsin \left(\frac{s_h(t)}{\hat{u}_{\text{ph}}} \right) + \frac{\Delta\Theta_b}{2} \right) \quad (2.55)$$

Durch den zusätzlichen Summanden im Argument der Sinusfunktion heben sich Sinus und Arcussinus in der Beziehung nun nicht mehr direkt auf und es kommt so zu einer nichtlinearen Störung in der Hüllkurvenübertragungscharakteristik des Modulators.

Die Abbildung 2.13 zeigt die Verläufe der Hüllkurvenübertragungscharakteristik für verschiedene Pulslängenabweichungen von -60° bis 60° . Wie zu erwarten äußert sich eine positive Pulslängenabweichung in einem positiven Offset der Übertragungscharakteristik, d. h. die Nutzsignalamplitude im Ausgangssignal ist gegenüber der Hüllkurvenamplitude am Modulatoreingang erhöht. Bei größeren Pulslängenabweichungen von mehr als etwa 10° tritt zudem eine zunehmende Nichtlinearität der Kurvenverläufe hervor, die dann so stark ausgeprägt ist, dass die Ausgangssignalamplitude bei Vergrößerung der Aussteuerung des Modulators sogar wieder abnimmt. Trotzdem ist auch hier der Betrieb des Modulators noch in einem Bereich mit relativ guter Linearität möglich, wenn der genutzte Aussteuerbereich auf 60 bis 90 % eingeschränkt wird, was dann allerdings mit einer deutlichen Dynamikeinbuße verbunden ist. Für Pulslängenabweichungen mit

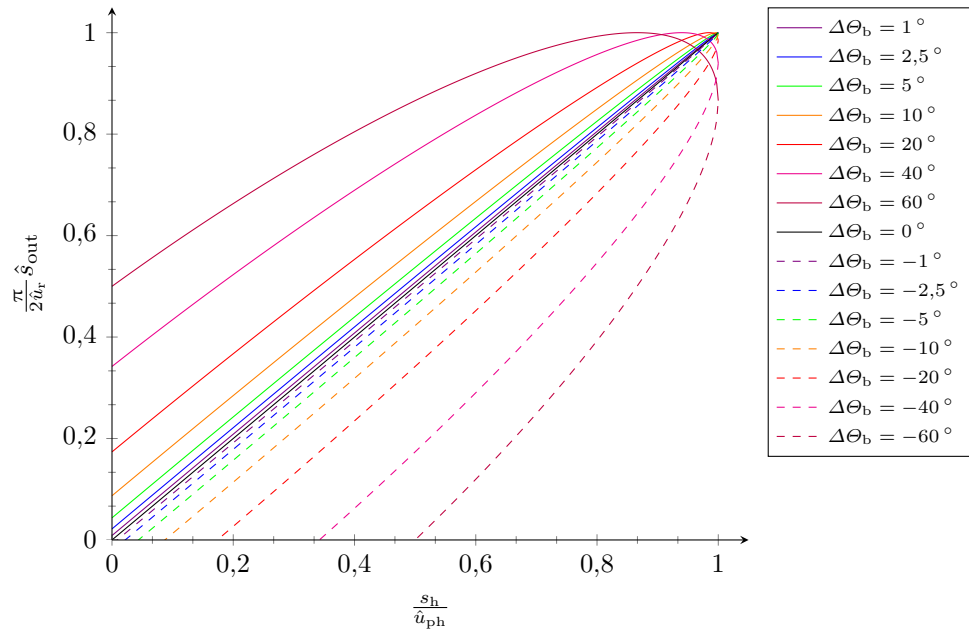


Abb. 2.13.: Auswirkung von Abweichungen der Pulslänge bei der BP-PLM. Der Parameter $\Delta\Theta_b$ der Kurvenschar ist die Abweichung von der idealen Pulslänge, welche zu einer bestimmten Aussteuerung des Modulators zugehörig ist. Nutzsignalamplitude \hat{s}_{out} und Hüllkurvensignalamplitude \hat{s}_h sind jeweils in normierter Form dargestellt.

entgegengesetztem Vorzeichen ergeben sich zum ungestörten Verlauf der Übertragungscharakteristik symmetrische Kurvenverläufe. Bereits bei relativ geringen Pulslängenabweichungen im Bereich von lediglich einem Grad wird die nichtlineare Verzerrung der Übertragungscharakteristik deutlich erkennbar. Die Übertragungscharakteristik zeigt also eine relativ starke Empfindlichkeit im Hinblick auf Pulslängenabweichungen. Daher muss bei der Auslegung der Modulatorschaltung insbesondere bei Verarbeitung der Signale für die steigende und fallende Ausgangssignalfanke innerhalb separater Signalpfade auf gleiche Signallaufzeiten und möglichst große Symmetrie der Schaltungskomponenten in den Signalpfaden geachtet werden.

2.2.6. Einfluss von zufälligem Jitter auf das BP-PLM-Ausgangssignal

Das Schaltverhalten jeder Schaltstufe in einer Schaltung – sei es eine einfache Transistorstufe, ein Komparator oder ein digitales Logikgatter – wird durch Rauschprozesse in den beteiligten Bauelementen beeinflusst, so dass die Schaltschwelle des Bauelements einer zeitlichen Schwankung unterliegt. Hierdurch wird eine zufällige Schwankung der Position der Schaltflanken erzeugt, welche im Zeitbereich im Allgemeinen als *Jitter* und im Frequenzbereich als Phasenrauschen beschrieben wird. Da die Ursache des beobachteten Jitters in sich zufällig verhaltenden Einflussgrößen liegt, handelt es sich in diesem

Fall um einen stochastischen Jitter. Durch Jittervorgänge in der Modulatorschaltung wird zusätzliches Rauschen sowohl der Phase als auch der Amplitude des Ausgangssignals erzeugt. Thermische Rauschprozesse weisen eine Normalverteilung der Rauschsignalamplituden auf, was deshalb auch für den von diesen Prozessen abhängigen Jitter gilt. Er lässt sich daher mit der für normalverteilte Größen charakteristischen Standardabweichung σ_j beschreiben, die direkt den Effektivwert des Jitters angibt. Im Falle des BP-PLM sind sowohl die steigende, als auch die fallende Ausgangssignalfanke der Beeinflussung durch Jittervorgänge unterworfen. Beide Flanken entfalten eine paarweise Wirkung im Ausgangssignal, je nachdem, wie ihre momentane Flankenposition sich durch Jittereinfluss verändert. Weichen beide Flanken gleichsinnig von den Idealpositionen ab, ergibt sich ein zusätzlicher Phasenrauschanteil im Ausgangssignal. Ändern sich die Flankenpositionen hingegen gegensinnig, so kommt es zu einer Amplitudenveränderung im Ausgangssignal. Dem Signal wird also ein Amplitudenrauschanteil hinzugefügt. In der Praxis treten beide Effekte gleichzeitig auf und überlagern sich, so dass es im Ausgangssignal simultan zu einer Beeinträchtigung der Signalqualität durch Phasen- und Amplitudenrauschen kommt. Aufgrund dieser Zusammenhänge verhalten sich das erzeugte Amplituden- und Phasenrauschen invers zueinander. Liegt ein hoher Phasenrauschanteil vor, so führt dies gleichzeitig zu einem niedrigen Amplitudenrauschen und umgekehrt. Der Phasenrauschanteil kann durch Überlagerung der Jittereinflüsse beider Flanken wie folgt angegeben werden [69]:

$$\sigma_{n\varphi} = \sqrt{2}\sigma_j \frac{2\pi}{t_s} \quad (2.56)$$

Dies setzt allerdings voraus, dass die Rauschprozesse an beiden Flanken unabhängig sind, was aber durch den Einfluss des thermischen Rauschens gegeben ist. Es können deshalb die Varianzen beider Prozesse addiert werden, wodurch sich der Faktor $\sqrt{2}$ ergibt. t_s bezeichnet die Periodendauer des Rechtecksignals. Zur Bestimmung des Amplitudenrauschanteils muss die Abhängigkeit der Nutzsignalamplitude von der Änderung der Pulslänge bestimmt werden, die ja ihrerseits vom Phasenrauschen der beiden Signalfanken bestimmt wird. Durch Ableitung der Gleichung 2.36 nach der Pulslänge Θ_r ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\sigma_{n\hat{s}_{\text{out}}} = \sigma_{n\varphi} \cdot \frac{\partial \hat{s}_{\text{out}}}{\partial \Theta_r} = \sigma_{n\varphi} \cdot \frac{U_r}{\pi} \cos\left(\frac{\Theta_r}{2}\right) \quad (2.57)$$

Der Jitter auf den Signalfanken des Modulatorausgangssignals kann zu einer drastischen Verschlechterung des Signal-zu-Rauschverhältnisses des Nutzsignals führen. In [69] wurde eine Untersuchung für ein typisches QPSK-Nutzsignal durchgeführt. Es konnte dabei ein Verlauf für das SNR von $20 \lg(1,36/\sigma_{n\varphi})$ ermittelt werden, welcher in der Abbildung 2.14 dargestellt ist. Dieser führt zu einem drastischen Abfall des SNR für einen Jitter $\sigma_{n\varphi} > 0,5^\circ$. So ergibt sich beispielsweise bei $\sigma_{n\varphi} = 1^\circ$ ein SNR von nur noch 37,8 dB. Zusätzlich zu den vom Modulator selbst hervorgerufenen Rauschanteilen im Ausgangssignal überlagern sich dazu noch die Rauschanteile, die die Eingangssignale des Modulators tragen. Besonders kritisch wirkt sich hierbei das phasenmodulierte Trägerfrequenzsignal

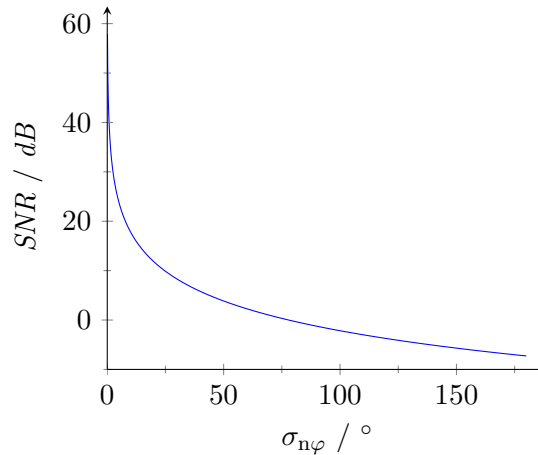


Abb. 2.14.: *SNR* des Nutzsignals am Ausgang des BP-PLM in Abhängigkeit vom in der Modulatorschaltung generierten Effektivwert des Jitters.

aus. Sein Phasenrauschen wird direkt auf das Modulatorausgangssignal übertragen und verschlechtert sich dabei noch zusätzlich durch das Phasenrauschen des Modulators. Die Übertragung des Amplitudenrauschens des Trägersignals auf das Ausgangssignal ist auch von den Verhältnissen der Signalpegel der Eingangssignale abhängig. Generell sind hier möglichst hohe Pegel anzustreben, wodurch auch das Erreichen möglichst großer Signal-Rauschabstände beim Hüllkurvensignal erleichtert wird. Große Signalamplituden weisen außerdem tendenziell den Vorteil auf, dass die Schaltschwellen der beteiligten Komparatoren schneller durchschritten werden, wodurch der Umschaltvorgang exakter und mit geringerem Jittern der Schaltflanken erfolgen kann.

2.2.7. Bandpass-Pulslängenmodulation mit Linearisierung durch Vorverzerrung und Rückkopplung des Hüllkurvensignals

Eine Möglichkeit für eine praktische Ausführung eines BP-PLM, welcher auch bei Frequenzen im Bereich von zwei GHz einsetzbar ist, wurde in jüngerer Zeit von *M. Nielsen* vorgeschlagen [75–77]. Die Grundidee ist dabei, die Gleichrichtung des HF-Trägersignals am Komparatoreingang zu vermeiden, indem mit Hilfe eines digitalen Signalprozessors (DSP) bzw. FPGAs eine arcussinusförmige Vorverzerrung des Hüllkurvensignals berechnet wird. Da eine solche statische Linearisierung sehr empfindlich auf Driftphänomene der beteiligten analogen Komponenten, wie z. B. Veränderung von Offsetspannungen oder der HF-Trägeramplitude, reagiert, wird außerdem eine Rückkopplung des aus dem Modulatorausgangssignal ausgefilterten Hüllkurvensignals vorgenommen. Die folgende Abbildung 2.15 zeigt ein entsprechendes Blockschaltbild.

Zusätzlich zur Vorverzerrung des Hüllkurvensignals übernimmt der DSP die Berechnung eines Steuersignals für einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), der das phasenmodulierte HF-Trägersignal erzeugt. Die Signalvorverzerrung mit Hilfe eines DSP

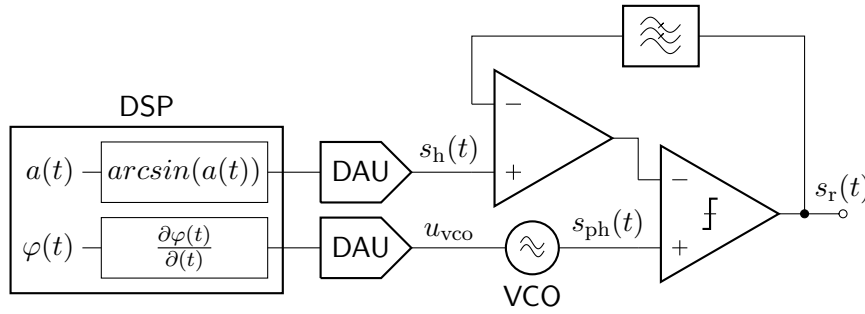


Abb. 2.15.: BP-PLM nach *M. Nielsen*. Mit Hilfe einer digitalen Vorverzerrung wird eine lineare Übertragung des Hüllkurvensignals erreicht. Die Empfindlichkeit gegenüber Schwankungen der Eigenschaften analoger Bauelemente in der Schaltung wird durch Rückkopplung des aus dem Ausgangssignal ausgefilterten Hüllkurvensignals reduziert.

ermöglicht außerdem die Linearisierung des Amplituden- und Phasenübertragungsverhaltens des gesamten Schaltverstärkersystems einschließlich der nachgeschalteten Endstufe. Durch derartige Linearisierungsmaßnahmen konnte in [76] ein BP-PLM demonstriert werden, mit dem die Anforderungen der UMTS-Spezifikation [78] hinsichtlich der *ACLR* (adjacent channel leakage ratio) bzw. der dort definierten Spektrummaske eingehalten werden. Die hierbei erforderliche Rückkopplung ist allerdings auch mit Nachteilen verbunden. Einerseits wird durch das benötigte Tiefpassfilter eine Veränderung der belegten Bandbreite des Hüllkurvensignals im laufenden Betrieb eingeschränkt, da dann das Filter nachgestimmt werden müsste. Die nutzbare Bandbreite ist zwar wesentlich größer, als bei Nutzung eines Bandpassfilters mit relativ hoher Güte, aber eben doch beschränkt. Andererseits bedingt eine in einem System vorhandene Rückkopplung immer eine Einschränkung des möglichen stabilen Betriebsbereiches. Beim Entwurf der Rückkopplungsschleife eines derartigen Modulators muss daher sorgfältig darauf geachtet werden, dass ein ausreichender Phasenrand zur Vermeidung eines ungewollten Anschlingens gewährleistet wird. Insgesamt ist die von *Nielsen* vorgeschlagene Modulatorstruktur aber wegen der gegebenen Linearisierungsmöglichkeiten und des relativ einfachen Aufbaus ein für eine praktische Realisierung interessanter Lösungsansatz, zumal eine Systemkomponente zur digitalen Basisbandverarbeitung (DSP, FPGA) dabei ohnehin benötigt wird.

2.2.8. Bandpass-Puls­längen­modulation nach der Pfaddifferenzmethode

Eine weiteres, alternatives Verfahren zur Erzeugung eines BP-PLM-Signals wurde von *S. Rosnell* und *J. Varis* in [79] vorgeschlagen. Es beruht auf der Subtraktion zweier Rechtecksignale mit der HF-Trägerfrequenz und konstantem Tastverhältnis von 50 %, welche zueinander eine Phasenmodulation aufweisen. Die Subtraktion beider Signale liefert dann das gewünschte BP-PLM-Signal. Die folgende Abbildung 2.16 gibt einen Überblick über die Funktionsweise des Verfahrens. Zunächst wird das in der Regel als Quadratursignal vorliegende Basisbandsignal in eine polare Form umgerechnet. Zu diesem Zweck wird häufig in digitalen Signalverarbeitungssystemen der sehr effiziente und seit langem bekannte *CORDIC*-Algorithmus [80, 81] eingesetzt. Das auf diese Weise gewonnene Amplitudensignal $a(t)$ wird dann zur Gewährleistung einer linearen Übertragung der Hüllkurve einer Vorverzerrung mit einer arcussinus-Funktion unterzogen. Danach erfolgt die Berechnung eines Summen- und Differenzsignals aus dem Phasen- und vorverzerrten Hüllkurvensignal. Da die beiden Signale $\varphi(t) + s_h(t)$ und $\varphi(t) - s_h(t)$ zur Ansteuerung zweier nachfolgender HF-Phasenmodulatoren dienen, muss ein Eindeutigkeitsbereich der dargestellten Phasenwerte eingehalten werden. Dies wird durch die Berechnung des Restes bei der Ganzzahldivision durch 2π (*modulo* 2π) erreicht. Mit den folgenden analogen Phasenschiebern werden nun zwei in ihrer Phase steuerbare Signale mit der HF-Trägerfrequenz erzeugt und mit Hilfe von Begrenzerverstärkern in nahezu rechteckförmige Signale umgeformt. Die beiden Rechtecksignale haben nun die Eigenschaft, dass sich ihre Phasen gleichsinnig als Funktion der Basisbandsignalphase und gegensinnig als Funktion der Amplitude des Basisbandsignals ändern. Dies hat zu Folge, dass nach einer Subtraktion beider Signale sich das gewünschte BP-PLM-Signal bildet, welches sowohl die Phasen-, als auch die Amplitudeninformation des Basisbandsignals beinhaltet. Alternativ kann die Zusammenführung der beiden Rechtecksignale auch mittels einer logischen XOR-Verknüpfung erfolgen. Hierbei muss allerdings beachtet werden, dass sich eine Verdopplung der Pulsfolgefrequenz ergibt, welche mit einem

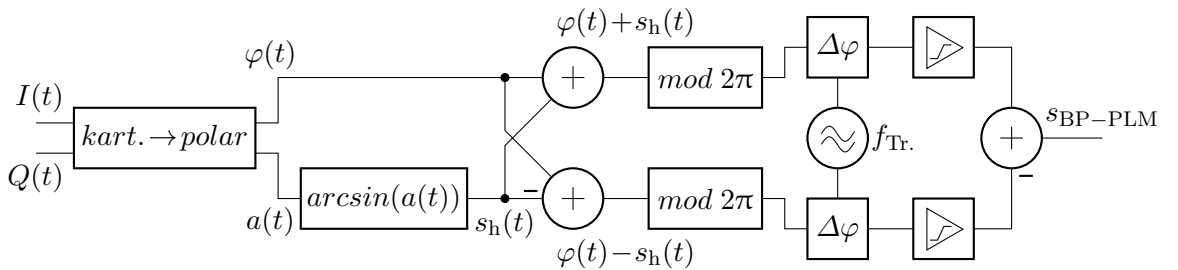


Abb. 2.16.: BP-PLM nach der Pfaddifferenzmethode. Aus den in polarer Form vorliegenden Basisbandsignalen werden Steuersignale für zwei HF-Phasenschieber berechnet. Nach Durchlaufen von Begrenzerverstärkerstufen wird durch Subtraktion der auf diese Weise phasenmodulierten Rechtecksignale das BP-PLM-Ausgangssignal erzeugt.

Betrieb des Modulators mit der halben HF-Trägerfrequenz kompensiert werden kann. Ebenfalls ist die Verwendung einer Multiplikation beider Signale möglich, so dass sich in Abhängigkeit von den verfügbaren Implementierungsmöglichkeiten an dieser Stelle ein gewisser Spielraum ergibt. Als Variante können vor der Subtraktion der Rechtecksignale diese getrennt jeweils auf eine Schaltverstärkerstufe geführt und verstärkt werden. Da die Signale jeweils ein konstantes Tastverhältnis von 50 % besitzen, eignen sie sich auch zur Ansteuerung von Klasse-E-Verstärkern, die ansonsten nur schlecht mit Rechtecksignalen variablen Tastverhältnisses funktionieren. Der Leistungsverstärker ähnelt dann einer *LINC*-Architektur [82] und erfordert daher spezielle Leistungskoppler zur Verknüpfung beider Ausgangssignale. Hierbei ist allerdings der Aufbau der Koppler nicht unproblematisch, da diese mit exakt 180° Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen arbeiten müssen und dabei nur minimale Verluste bei entsprechend hoher Bandbreite aufweisen dürfen. Andernfalls gelingt die exakte Summation der beiden Signalfade nicht und die zu übertragenden Signale weisen dann Störungen auf. Weiterhin wird durch eine zu hohe Einfügedämpfung des Kopplers die Leistungseffizienz des Verstärkers beeinträchtigt und damit die Bemühungen, einen Leistungsverstärker mit maximaler Effizienz zu schaffen, teilweise wieder zunichtegemacht. Die Schwierigkeiten bei der Realisierung des Kopplers könnten ein wesentlicher Grund dafür sein, dass nach *LINC*-Prinzipien arbeitende Leistungsverstärker bisher nicht in nennenswertem Umfang bekannt geworden sind. Insgesamt kennzeichnet sich das beschriebene Verfahren durch einen hohen Anteil an digitaler Signalverarbeitung, wobei die Phasenschieber und der HF-Trägeroszillator die einzigen analogen Komponenten darstellen. Der geringe Anteil an Analogkomponenten führt zu einer Verringerung der durch diese Bauelemente hervorgerufenen Störeinflüsse und lässt daher das Verfahren trotz des relativ hohen Aufwandes attraktiv erscheinen.

2.2.9. Digitaler Bandpass-Pulsweitenmodulator

Das im vorherigen Abschnitt beschriebene Verfahren der Pfaddifferenzmethode kann auf relativ einfache Weise modifiziert werden, so dass ein vollständig digital aufgebauter BP-PLM ermöglicht wird [83]. Zu diesem Zweck werden die in Abbildung 2.16 noch enthaltenen analogen Komponenten, also Phasenmodulatoren, Begrenzerverstärker und HF-Trägeroszillator, durch digitale Komponenten ersetzt (s. Abb. 2.17). An die Stelle der Phasenmodulatoren treten jeweils ein Addierer und die Funktion des HF-Trägeroszillators übernimmt ein digitaler Phasenakkumulator. Der Phasenakkumulator ist eine Funktionseinheit, welche aus der inzwischen weit verbreiteten DDS-Technik bekannt ist und dort zur Erzeugung der zyklisch durchlaufenen Adressen des Speichers für die Abtastwerte des zu erzeugenden Sinussignals eingesetzt wird. Es handelt sich dabei um einen speziellen Zähler, dessen Schrittweite veränderbar ist und bei jedem Takt zum aktuellen Zählerstand hinzuaddiert wird. Am Ausgang des Phasenakkumulators ergibt sich daher ein numerisches Sägezahnsignal, dessen Grundfrequenz über das Phaseninkrement, also die Zählerschrittweite, eingestellt werden kann. Hierbei gilt der einfache

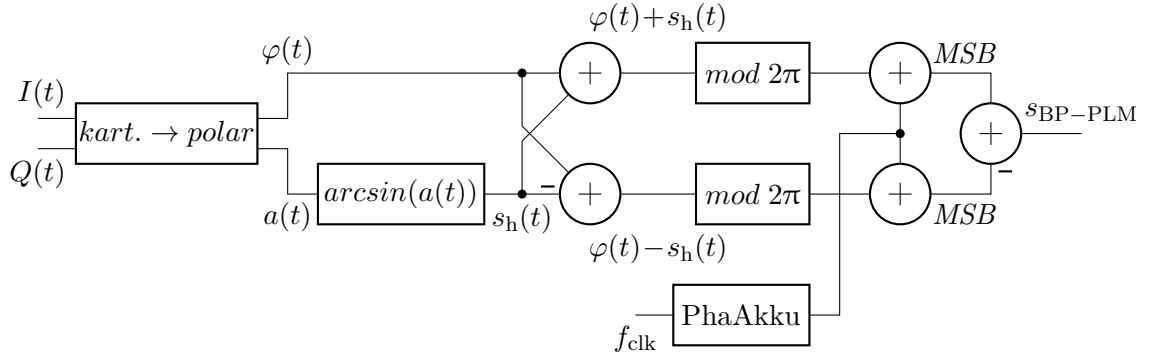


Abb. 2.17.: Digitaler BP-PLM nach der Pfaddifferenzmethode. Im Vergleich zum teilanalogen Verfahren (nach Abb. 2.16) tritt an die Stelle des HF-Trägeroszillators ein digitaler Phasenakkumulator. Die analogen Phasenschieber werden durch Addierer ersetzt, bei denen das höchstwertige Bit als Ausgangssignal genutzt wird.

Zusammenhang

$$f = M \frac{f_{\text{clk}}}{2^n}, \quad (2.58)$$

mit dem Phaseninkrement M und der Akkumulatorwortbreite n . Das auf diese Weise erzeugte Sägezahnsignal, dessen Grundfrequenz der HF-Trägerfrequenz entsprechen muss, wird nun zu den Summen- und Differenzsignalen zwischen Basisbandsignalphase und -hüllkurve addiert. An den jeweils höchstsignifikanten Bits (MSB) der Addierer können nun direkt die beiden phasenmodulierten Rechtecksignale, welche den Ausgangssignalen in der „hybriden“ Modulatorausführung entsprechen, abgenommen werden. Die Summation bzw. anderweitige Verknüpfung (s. oben) der beiden Signale bildet dann das pulslängenmodulierte Ausgangssignal des Modulators. Da die Frequenz des HF-Trägersignals am Modulatorausgang durch den Phasenakkumulator bestimmt wird, kann diese nur in diskreten Schritten verändert werden. Um eine für eine hohe Frequenzauflösung an sich erforderliche große Wortbreite bzw. hohe Taktfrequenz des Phasenakkumulators zu vermeiden, kann es daher notwendig sein, eine Möglichkeit zur analogen Feinabstimmung des Taktgenerators des Phasenakkumulators vorzusehen. Generell muss aber ein grundsätzlicher und unter Umständen gravierender Nachteil der digitalen Signalverarbeitungskomponenten beachtet werden, nämlich die Quantisierung der Signale sowohl in Zeit als auch Amplitude. Die Phase und Pulslänge des Modulatorausgangssignals können daher nur in endlich kleinen Schrittweiten verändert werden, wodurch zusätzliches Quantisierungsrauschen auftritt. Um diesen unerwünschten Effekt zu begrenzen, muss die Wortbreite der beiden Addierer und damit die mögliche Phasenauflösung ausreichend hoch gewählt werden. Für die digitale Basisbandverarbeitung ist dies kein besonderes Problem, da hier ohne weiteres mit z. B. 32 Bit in Echtzeit gerechnet werden kann. Eine große Addiererwortbreite bedeutet aber auch eine entsprechende Wortbreite des Pha-

senakkumulators, was die Taktfrequenz in extreme Bereiche oberhalb 10 GHz treiben kann und damit enorme Anforderungen an die verwendete Schaltungstechnik stellt. In jüngerer Zeit konnten zwar Taktfrequenzen für optimierte einzelne Logikgatter in ECL-Technik im Bereich von 60 GHz demonstriert werden [84], doch bleibt die Realisierung eines derartigen digitalen Schaltkreises eine sehr anspruchsvolle Aufgabe. In [83] konnte aber immerhin simulativ gezeigt werden, dass die Einhaltung der ACLR-Grenzwerte für UMTS prinzipiell möglich erscheint. Dort wurde eine Taktfrequenz von 6 bzw. 13 GHz für die Simulation angenommen.

2.2.10. Bandpass-Pulslängenmodulation mit inhärenter Linearisierung der Hüllkurvenübertragungsfunktion

Im Rahmen der Diplomarbeit [69] von *M. Haas-Zens* wurde eine Möglichkeit des Aufbaus eines BP-PLMs entwickelt, mit deren Hilfe das Hüllkurvensignal linear übertragen werden kann und dabei ohne die sonst notwendige Vorverzerrung des Hüllkurvensignals oder eine Gleichrichtung des phasenmodulierten Trägersignals auskommt. Zur Erläuterung des neuartigen Prinzips (Patentanmeldung [85]), ist die Betrachtung der Funktionsweise des Verfahrens anhand des zeitlichen Verlaufs der beteiligten Signale sinnvoll. Die Abbildung 2.18 zeigt eine Periode des als Referenzsignal verwendeten phasenmodulierten HF-Trägersignals $s_{ph}(t)$, dargestellt als blaue Kurve. Das Hüllkurvensignal $+s_h$ wird zur Vereinfachung hier als konstante Gleichspannung angenommen, was den realen Verhältnissen durchaus nahe kommt, denn zwischen der HF-Trägersignalfrequenz und der Frequenz des Hüllkurvensignals liegt in der Praxis ein Faktor von etwa 1000 (GHz / MHz). Das Hüllkurvensignal ändert sich also nur vergleichsweise langsam. Wird nun ein Komparator am nichtinvertierenden Eingang mit dem Trägersignal, sowie dem Hüllkurvensignal am invertierenden Eingang beaufschlagt, so wird der im Trägersignalverlauf

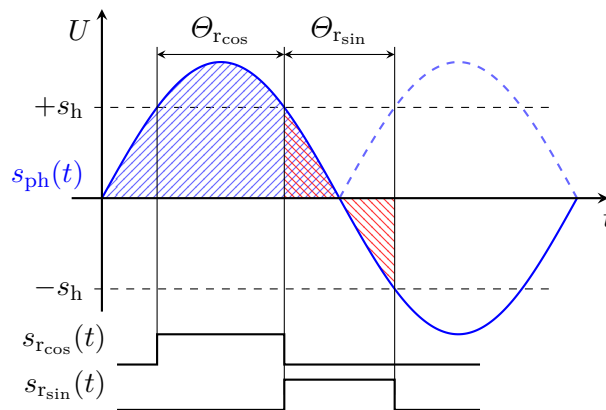


Abb. 2.18.: Veranschaulichung der Möglichkeiten zur Erzeugung des Ausgangssignals des BP-PLM anhand der Verläufe der beteiligten Signale. Durch Wahl eines geeigneten Kurvenabschnittes des HF-Trägersignals beim Modulationsprozess kann eine Linearisierung der Hüllkurvenübertragung erreicht werden.

blau schraffierte Kurvenabschnitt der positiven Halbwelle durch den Komparator in ein Rechtecksignal mit von der Hüllkurvensignalamplitude abhängiger Pulsweite umgesetzt. Im Verlauf der negativen Halbwelle ist das Ausgangssignal infolge der Potenzialverhältnisse der Komparatoreingangssignale immer auf Low-Pegel. Es entsteht dabei das mit $s_{r\cos}$ bezeichnete Ausgangssignal, welches für eine direkte Übertragung ohne vorherige Vorverzerrung aber unbrauchbar ist, da die Pulsweite eine arcussinusförmige Abhängigkeit von der Hüllkurvenamplitude aufweist, wohingegen die Grundwellenamplitude im Rechtecksignal aber sinusförmig mit der Pulsweite verknüpft ist. Eine direkte, unverzerrte Übertragung des Hüllkurvensignals ist also nur dann möglich, wenn es gelingt, innerhalb des Modulators eine arcussinusförmige Abhängigkeit der Pulsweite des Ausgangssignals von der Hüllkurvensignalamplitude am Modulatoreingang herzustellen. Einen Hinweis zur Lösung des Problems liefert ein Blick auf die Verhältnisse, wenn ein zweiweggleichgerichtetes Trägersignal verwendet wird, wie es *P. Beßlich* vorgeschlagen hat. Die negative Halbwelle des Trägersignals erscheint dabei „nach oben geklappt“, was durch den gestrichelten Verlauf in der Abbildung angedeutet wird. Das Ausgangssignal des Komparators bleibt nun nicht mehr für eine Trägersignalfase größer als π auf Low-Pegel, sondern schaltet erneut in dem Moment um, in dem die Trägersignalamplitude wieder die Hüllkurvensignalamplitude überschreitet. Eine invertierte Darstellung dieses Komparatorausgangssignals ergibt das dargestellte Signal $s_{r\sin}(t)$, bei dem der Mittelpunkt des Pulses im Vergleich zum ursprünglichen Ausgangssignal $s_{r\cos}(t)$ um einen Phasenwinkel von $\pi/2$ verschoben ist. Aufgrund dieser Verschiebung ergibt sich für die Pulsweite $\Theta_{r\sin}$ die gewünschte arcussinusförmige Abhängigkeit von der Amplitude des Hüllkurvensignals (s. Gl. 2.37).

Es stellt sich nun die Frage, wie auf die Gleichrichtung des Trägersignals verzichtet und dabei gleichzeitig ein Modulatorausgangssignal entsprechend $s_{r\sin}(t)$ erzeugt werden kann. Offensichtlich muss der zweite Umschaltzeitpunkt des Ausgangssignals nun im Bereich der negativen Halbwelle des Trägersignals erzeugt werden, was bildlich gesehen einer Punktspiegelung des ersten Umschaltzeitpunktes am Nulldurchgang des Trägersignals entspricht. In der Zeichnung wird dieser Zusammenhang durch die beiden rot schraffierten Flächen verdeutlicht. Eine Möglichkeit zur Erzeugung des gewünschten Signals ist die Verwendung eines zusätzlichen Komparators, bei dem am nichtinvertierenden Eingang das Hüllkurvensignal in invertierter Form angeschlossen wird, welche hier mit $-s_h(t)$ bezeichnet wird. Die Ausgangssignale der beiden Komparatoren bilden aber noch nicht direkt das gewünschte Modulatorausgangssignal ab, sondern müssen noch mit Hilfe eines Speicherelementes verknüpft werden und stellen deswegen nur Zwischensignale innerhalb des Modulators dar. Die resultierende Schaltung des BP-PLM mit inhärenter Linearisierung der Hüllkurvenübertragungscharakteristik ist in der Abbildung 2.19 dargestellt. Das phasenmodulierte HF-Trägersignal $s_{ph}(t)$ ist hierbei mit den invertierenden Eingängen der beiden Komparatoren verbunden und an deren nichtinvertierende Eingänge sind das Hüllkurvensignal $s_h(t)$ bzw. das invertierte Hüllkurvensignal $-s_h(t)$ angeschlossen. An den Ausgängen der Komparatoren entstehen die Zwischensignale s_{r+} und s_{r-} , mit deren Hilfe dann das nachgeschaltete Flipflop gesteuert wird. Schließlich steht am Ausgang des Flipflops das eigentliche Ausgangssignal des Modulators zur Verfügung, welches als $s_r(t)$

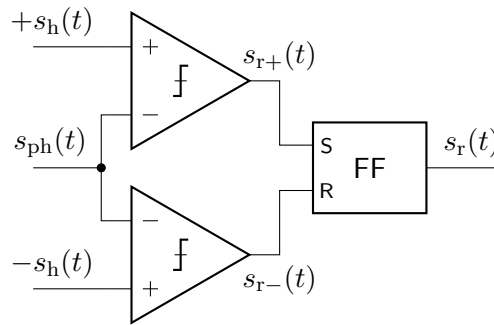


Abb. 2.19.: Schaltungsanordnung für einen BP-PLM mit inhärenter Linearisierung der Hüllkurvenübertragungscharakteristik. Die Schaltung besteht lediglich aus zwei Komparatoren und einem Flip-Flop als Speicherelement. Es wird von dem oberen Komparator gesetzt und von dem unteren rückgesetzt.

bezeichnet wird. Im Vergleich zu den vorangegangenen Erläuterungen ist zu beachten, dass die Eingänge des oberen Komparators vertauscht sind.

Die Notwendigkeit des Flipflops erschließt sich bei Betrachtung des Zusammenspiels der am Modulationsprozess beteiligten Signale, welche in der Abbildung 2.20 dargestellt sind. Im Gegensatz zur Abbildung 2.18 sind hier die Signalverläufe zur Erzeugung eines in Amplitude und Phase modulierten HF-Nutzsignals abgebildet, so dass sich ein Ausgangssignal mit veränderlicher Pulslänge ergibt. Der in der Mitte des HF-Trägersignalverlaufs dargestellte Phasensprung um π tritt in dieser Form im realen Signal nicht auf, sondern erstreckt sich über mehrere Hundert Signalperioden. Zur Veranschaulichung der Zusammenhänge wurde aber eine nicht maßstabgerechte Darstellung gewählt, da infolge des großen Frequenzunterschieds zwischen HF-Trägersignal und dem Modulationssignal sonst die wesentlichen Beziehungen zwischen den Signalen nicht deutlich werden. Bei Betrachtung des Verlaufs der Zwischensignale fällt auf, dass deren steigende Flanken sich jeweils genau an der Position der steigenden bzw. fallenden Flanke des Modulatorausgangssignals befinden, jedoch die Pulslängen der Zwischensignale keinen nutzbaren Bezug zum Ausgangssignal haben. Folglich kann das Ausgangssignal $s_r(t)$ aus den steigenden Flanken der Zwischensignale abgeleitet werden. Es bietet sich daher an, die Zwischensignale zur Ansteuerung eines Flipflops zu verwenden, dessen Zustand dann das gewünschte Ausgangssignal ergibt. Mit Hilfe von s_{r+} wird das Flipflop gesetzt und mit s_{r-} rückgesetzt. Man könnte nun voreilig auf den Gedanken verfallen, dass ein einfaches R/S-Flipflop die erforderliche Funktion gewährleisten würde. Ein solches Flipflop besitzt aber pegelsensitive Eingänge, so dass infolge der Überlappung der High-Pegelphasen der Zwischensignale es zu einem nicht erlaubten Zustand an den Eingängen des R/S-Flipflops und damit zu einem undefinierten Verhalten des Flipflopoutputs käme. Aus diesem Grund muss der Setzeingang des Flipflops flankensensitiv ausgeführt werden, während am Rücksetzeingang ein pegelsensitives Verhalten ausreichend ist. Im Rahmen der Erläuterung des schaltungstechnischen Aufbaus der implementierten BP-PLM-Schaltung im Abschnitt 3.4.2 wird auf diese Problematik noch näher eingegangen. Da das Aus-

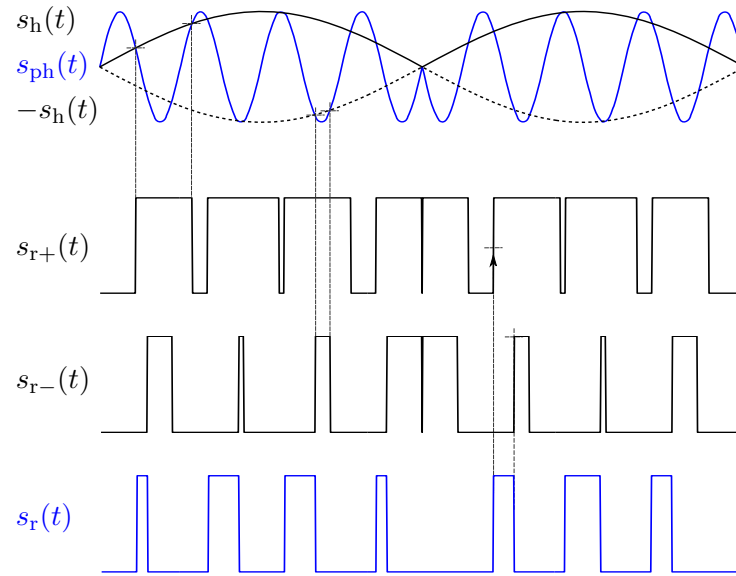


Abb. 2.20.: Zusammenspiel der am Modulationsprozess im BP-PLM beteiligten Signale. Aus der Analyse des Verlaufs der Zwischensignale s_{r+} und s_{r-} ergeben sich Anforderungen an das im Modulator verwendete Flipflop. Zeichnung aus [69].

gangssignal bei der vorgeschlagenen Modulatorarchitektur mit zwei Komparatoren erzeugt wird, kommt der Auslegung der Signalfade mit möglichst gleichen Signallaufzeiten große Bedeutung zu, da Abweichungen von einer synchronen Arbeitsweise der Pfade zu Störungen der Amplitude und Phase des HF-Nutzsignals führen. Beim Entwurf einer nach dem beschriebenen Prinzip arbeitenden BP-PLM-Schaltung muss diesen Aspekten daher besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden.

Das erläuterte Verfahren weist insgesamt eine Reihe von Vorteilen auf. Neben den vorteilhaften Eigenschaften des Ausgangssignals im Hinblick auf die Kodiereffizienz, auf die später noch eingegangen wird, betrifft dies insbesondere den einfachen Aufbau des Modulators. Er enthält lediglich drei Funktionselemente und hat dadurch das Potenzial, auch bei hohen Trägersignalfrequenzen im GHz-Bereich eingesetzt werden zu können. Weiterhin enthält die Schaltung keinerlei frequenzabhängige Bauelemente, die bei einer Veränderung der Trägersignalfrequenz nachgestimmt werden müssten. Hierdurch ergibt sich eine hohe Frequenzagilität des Modulators mit der Möglichkeit die Frequenz des HF-Nutzsignals schnell zu verändern, wobei allerdings die Filtercharakteristik des am Schaltverstärkerausgang befindlichen Rekonstruktionsfilters gewisse Grenzen setzt. In bestimmten Anwendungen, beispielsweise bei Frequenzsprungverfahren innerhalb einer großen Bandbreite, kann diese Eigenschaft von Nutzen sein.

3. Entwurf integrierter Pulslängenmodulatorschaltungen

3.1. Überblick über die eingesetzte SiGe-BiCMOS-Technologie

Der Betrieb von Modulatorschaltungen in Anwendungen wie z. B. der Mobilkommunikation erfordert infolge der hohen Frequenzen der beteiligten Signale den Einsatz geeigneter Bauelemente- und Fertigungstechnologien zur Herstellung integrierter Schaltungen. Neben der seit vielen Jahren für Anwendungen im Mikrowellenbereich eingesetzten GaAs-Technologie rückt insbesondere die in letzter Zeit stark weiterentwickelte SiGe-Heterobipolartransistor(HBT)-Technologie in den Mittelpunkt des Interesses, da sie in vielerlei Hinsicht Vorteile bietet. Hierbei ist zunächst die Verwendung des preiswerten Substratmaterials Silizium vorteilhaft, was im Gegensatz zu GaAs durch den Einsatz von Wafern bis zu 300 mm Durchmesser relativ einfach eine Skalierung der Produktion hin zu sehr großen Stückzahlen erlaubt. Außerdem kann die HBT-Bipolartechnologie dabei in einen herkömmlichen CMOS-Prozess integriert werden (BiCMOS-Technologie). Es wird dadurch die gemeinsame Integration von komplexen digitalen Logikschaltungen mit analogen HF-Schaltungselementen zu einem „System On Chip“ ermöglicht. Der mit einer derartigen BiCMOS-Technologie mögliche hohe Integrationsgrad ist mit der sonst für HF-Anwendungen gebräuchlichen GaAs-Technologie nicht erreichbar, insbesondere auch deshalb, weil dort nur n-Kanal Feldeffekttransistoren (FET) verfügbar sind und die zur Realisierung komplexer Logikfunktionen benötigten komplementären p-Kanal FETs nicht ohne weiteres hergestellt werden können. Inzwischen können mit HF-CMOS-Technologien mit sehr kleinen minimalen Strukturgrößen im Bereich von 65 nm und darunter Grenzfrequenzen erreicht werden, die zu aktuellen SiGe-Technologien in etwa vergleichbar sind. Insbesondere bei relativ kleinen Stückzahlen ergibt sich dabei aber der Nachteil sehr hoher Maskenkosten infolge der vergleichsweise geringen Strukturgrößen, so dass SiGe-Technologien hier einen Kostenvorteil bieten können. Hinsichtlich der hochfrequenztechnischen Eigenschaften der Schaltungselemente müssen bei einer SiGe-BiCMOS- Technologie allerdings auch Kompromisse eingegangen werden. Dies betrifft einerseits das etwas schlechtere Rauschverhalten der HBTs und andererseits die durch das halbleitende Siliziumsubstrat hervorgerufenen höheren Verluste integrierter Leitungskomponenten und -filter. Für das Erreichen höchster HF-technischer Leistungsdaten sind III-V-Technologien, wie GaAs oder InP, nach wie vor nahezu ohne Alternative, allerdings um den Preis höherer Kosten und eines geringeren Integrationsgrads. Die Entscheidung für den Einsatz einer bestimmten Prozesstechnologie muss daher anhand der für die Applikation kritischen und unbedingt einzuhaltenden Parameter getroffen werden.

Für die Realisierung der in dieser Arbeit beschriebenen Modulatorschaltungen wurde eine BiCMOS-Technologie des *IHP – Leibnitz-Institut für innovative Mikroelektronik* in Frankfurt/ Oder ausgewählt. Es handelt sich dabei um die Hochleistungs-SiGe:C-BiCMOS-Technologie *SG25H1*, welche eine minimale Strukturgröße von 250 nm aufweist. Zur Erzielung optimaler Hochfrequenzeigenschaften werden dabei SiGe:C-HBTs eingesetzt, die einige besondere Konstruktionsmerkmale aufweisen, insbesondere im Hinblick auf die Erzeugung der Kollektorstrukturen mit kleinsten parasitären Kapazitäten [86]. Um bei HF-Bipolartransistoren höchstmögliche Transitfrequenzen f_T zu erreichen, muss insbesondere die Transitzeit für Minoritätsladungsträger in der Basis minimiert werden. Hierzu ist eine Verringerung der Dicke der Basiszone notwendig, was allerdings bei konstanten Dotierungsparametern zu einer Erhöhung des Basisbahnwiderstandes r_b führt. Ein Anstieg des Bahnwiderstandes ist aber ebenfalls nachteilig für die Transitfrequenz des Transistors, da er mit den an der Basis wirksamen parasitären Kapazitäten einen Tiefpass bildet und sich damit das Rauschverhalten des Transistors verschlechtert. Beide Parameter wirken also gegeneinander und es muss bei konventionellen Bipolartransistoren zum Erreichen einer möglichst hohen Transitfrequenz ein Kompromiss gefunden werden. Eine Möglichkeit zur Abmilderung dieses Problems besteht in der Bildung einer SiGe-Heterostruktur in der Basis. Die im Vergleich zur Basis größere Bandlücke im Silizium des Emitters führt dann zu einer höheren Potenzialbarriere für Minoritätsladungsträger, die von der Basis zurück in den Emitter injiziert werden und dort rekombinieren, was ein unerwünschter Effekt ist. Die Verminderung der Löcherinjektion ermöglicht eine Verringerung der Dotierung des Emitters und gleichzeitig eine Erhöhung der Basisdotierung, wodurch bei einem gegebenen r_b die Basisdicke deutlich reduziert werden kann. Die geringere Emittersdotierung hat eine Vergrößerung der Basis-Emitter-Raumladungszone zur Folge, wodurch sich die Eingangskapazität des Transistors vermindert [87]. Neben der Verringerung der Basisdicke ist dies ein weiterer Beitrag zur drastischen Erhöhung der Transitfrequenz bei einem SiGe-HBT. Bei sehr geringen Basisdicken ergibt sich allerdings das Problem, dass die implantierten Dotierstoffatome (bei p-Dotierung in der Regel Bor) dazu neigen, im Verlauf der Prozessierung des Halbleiters aus der Basis in die angrenzenden Emitter- und Kollektorzonen zu diffundieren, was eine Verbreiterung des Dotierungsprofils zur Folge hat. Dieser für die erwünschte hohe Grenzfrequenz des HBT nachteilige Effekt kann durch Einbringen von Kohlenstoffatomen in die Basis-Heterostruktur stark vermindert und die Ausbildung eines scharfen Dotierungsprofils gewährleistet werden. Der auf diese Weise aufgebaute HBT wird deshalb als SiGe:C-HBT bezeichnet.

Die HBTs der verwendeten *SG25H1*-Technologie weisen bei einer minimalen Emittterfläche von $0,21 \mu\text{m} \times 0,84 \mu\text{m}$ eine Transitfrequenz von 190 GHz auf. Die maximale Oszillationsfrequenz f_{max} beträgt ebenfalls 190 GHz. Infolge der sehr kleinen Transistorabmessungen ergibt sich allerdings auch ein mit 1,9 V relativ geringer Wert für die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei offener Basis U_{CE0} , was beim Schaltungsentwurf beachtet werden muss. Im Gegensatz zu Standard-Bipolartechnologien ist kein komplementärer pnp-Transistor verfügbar, was ebenfalls zu schaltungstechnischen Einschränkungen führt. Der Betrieb einer Schaltung mit höchsten Frequenzen würde bei der

Verwendung komplementärer Transistoren aber ohnehin nicht problemlos möglich sein, da die Transitfrequenz des pnp-Transistors wegen der geringeren Defektelektronenbeweglichkeit im Vergleich zum npn-Transistor wesentlich geringer ist. Zur Realisierung von auf dem Chip integrierten Kapazitäten ist ein spezieller Metall-Isolator-Metall (MIM)-Kondensator verfügbar, welcher sich durch eine hohe Güte auszeichnet. Zur elektrischen Verbindung der integrierten Schaltungskomponenten stehen insgesamt vier Aluminium-Metalllagen zur Verfügung, von denen die oberste eine erhöhte Dicke besitzt (2 µm). Dadurch können beispielsweise integrierte Induktivitäten mit relativ hoher Güte hergestellt werden. Inzwischen wurde die Technologie um eine weitere Metalllage mit 3 µm Stärke erweitert.

3.2. Konventioneller Pulsweitenmodulator-Schaltkreis

Um die Eigenschaften des Verfahrens der konventionellen PLM zur Ansteuerung von Schaltverstärkern anhand praktischer Messungen untersuchen zu können, ist unter Verwendung der beschriebenen *SG25H1*-Technologie ein integrierter Schaltkreis vom Autor entworfen und beim *IHP* hergestellt worden. Wie in Kapitel 2.1.1 dargelegt wurde, sind aufgrund der einfachen Struktur eines konventionellen PLM nur wenige Schaltungsfunktionen zu implementieren, nämlich

- ein Dreieckssignalgenerator als Referenzsignalquelle,
- ein Komparator,
- sowie eine Ausgangsstufe zum Anschluss des Modulatorausgangs an 50 Ω-Leitungen.

Im Folgenden wird daher auf den Entwurf der genannten Funktionselemente und die dabei zu lösenden Probleme näher eingegangen.

3.2.1. Stromspiegelschaltungen

Ein wichtiges Schaltungselement zur Einstellung von Arbeitspunkten in der integrierten Schaltungstechnik stellt der Stromspiegel dar. In Abhängigkeit vom zu versorgenden Schaltungsteil werden daran einige Anforderungen gestellt, so dass hierzu nähere Erläuterungen als notwendig erachtet werden. Infolge der guten HF-Eigenschaften werden hier nur Stromspiegel mit Bipolartransistoren verwendet. Ein Stromspiegel in seiner einfachsten Form ist in Abbildung 3.1a dargestellt. Der Eingangsstrom des Stromspiegels I_{in} soll in möglichst gleicher Höhe auch als Ausgangsstrom I_{out} auftreten, also „gespiegelt“ werden. Die Funktionsweise des Stromspiegels ist an sich einfach. Der Eingangsstrom erzeugt an dem als Diode geschalteten Transistor Q_1 einen Spannungsabfall in Höhe der Basis-Emitter-Spannung U_{BE1} . Da die Basen der beiden, zunächst als identisch angenommenen, Transistoren miteinander verbunden sind, ist U_{BE1} mit U_{BE2} von Q_2 identisch, so dass der den Ausgangsstrom des Stromspiegels darstellende Kollektorstrom von Q_2 dem Eingangsstrom nahezu entspricht. Die infolge der endlichen Stromverstärkungen

auftreten Basisströme treten hierbei als Fehler auf, so dass der Ausgangsstrom stets etwas kleiner als der Eingangsstrom ist. Für die Anwendung in der Modulatorschaltung ist dieser Effekt aber vernachlässigbar, da es hierbei nicht darauf ankommt, eine exakte „Kopie“ des Eingangsstroms zu erzeugen. Es besteht der folgende Zusammenhang [87]:

$$U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \quad (3.1)$$

mit der Temperaturspannung U_T und den Sperrsättigungsströmen I_{S1} und I_{S2} . Für die Kollektorströme gilt dann:

$$I_{C2} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} I_{C1} \quad (3.2)$$

Hierbei ist eine wichtige Erkenntnis, dass das Verhältnis von Eingangs- und Ausgangsstrom durch das Verhältnis der Sperrsättigungsströme der Transistoren bestimmt wird, also eine Vervielfachung des Eingangsstroms erzeugt werden kann. Der Sperrsättigungsstrom eines Bipolartransistors verhält sich proportional zur Emitterfläche. Durch Kombination zweier Transistoren mit unterschiedlichen Emitterflächen kann daher der Vervielfachungsfaktor durch das Flächenverhältnis eingestellt werden. Da in der Praxis eine Veränderung der Emittergeometrie infolge von zwangsläufig auftreten Ungenauigkeiten der lithographischen Prozesse zu einer relativ großen Variation des Flächenverhältnisses führen würde, ist es günstiger, die Emitterfläche durch Parallelschalten einer Anzahl gleicher Transistoren zu verändern. Jeder Transistor ist dann den gleichen Prozessschwankungen unterworfen, so dass das gewünschte Flächenverhältnis präziser eingehalten werden kann. Beim Entwurf der Modulatorschaltungen wurde mehrfach von diesem Mechanismus Gebrauch gemacht, um aus einem gemeinsamen Referenzstrom mehrere ganzzahlig vervielfachte Ströme zu generieren. Generell muss der Ausgangstransistor des Stromspiegels

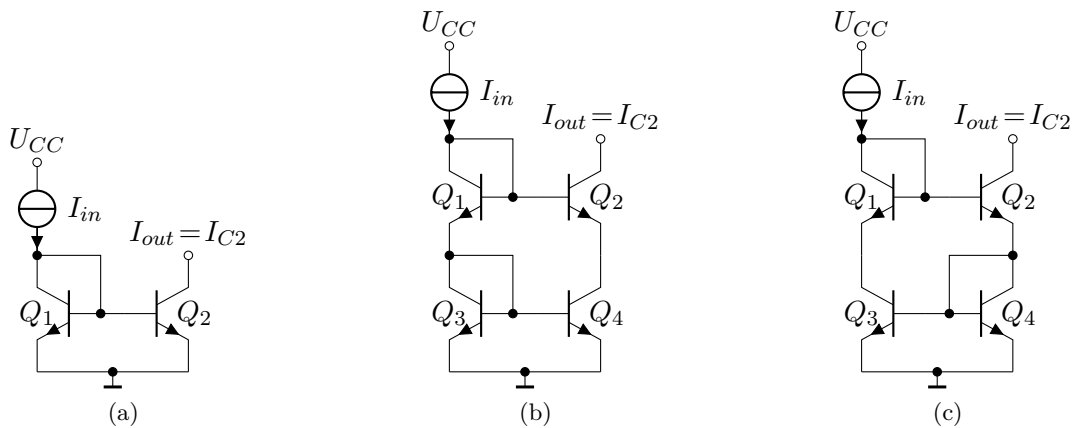


Abb. 3.1.: Schaltungsstrukturen zur Verwendung als Stromspiegel: (a) einfacher Stromspiegel; (b) Kaskode; (c) Wilson-Stromspiegel mit zusätzlichem Transistor Q_1 als Diode zur Verbesserung der Spiegelsymmetrie.

sich im aktiven Betriebsbereich befinden und deshalb darf U_{CE} die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} nicht unterschreiten. Für die benutzte Prozesstechnologie beträgt die Basis-Emitter-Spannung typisch etwa 0,9 V, so dass U_{CE} mindestens etwa 1,2 V ist.

Für die Anwendung des Stromspiegels in der Modulatorschaltung ist eine Eigenschaft von besonderer Bedeutung, nämlich sein Ausgangswiderstand R_o . Der endliche Ausgangswiderstand der Stromquelle führt bei Änderung der Ausgangsspannung des Stromspiegels zu einer Veränderung des eigentlich konstanten Ausgangsstroms:

$$\Delta I = \frac{\Delta U_{CE}}{R_o} \quad (3.3)$$

Diese Schwankung der Kollektor-Emitter-Spannung des Stromspiegeltransistors tritt beispielsweise auf, wenn ein aus dem Spiegel versorgter Differenzverstärker mit einem Gleichtaktsignalanteil angesteuert wird. Die dadurch hervorgerufene Schwankung des Versorgungsstroms erzeugt dann an den Kollektorwiderständen des Differenzverstärkers ein in aller Regel unerwünschtes Gleichtaktausgangssignal. Es resultiert daraus also eine Verschlechterung des Gleichtaktunterdrückungsverhältnisses (CMRR) des Verstärkers. Dieser Effekt führt zu unerwünschten Störungen in der Schaltung und ist nach Möglichkeit zu minimieren. Insbesondere bei den hinsichtlich der Gleichtaktaussteuerung kritischen Eingangsstufen von z.B. Komparatoren muss daher dem Entwurf des benötigten Stromspiegels erhöhte Aufmerksamkeit geschenkt werden. Hervorgerufen wird die unerwünschte Verminderung des Ausgangswiderstandes des Stromspiegeltransistors durch eine von der anliegenden Kollektor-Emitterspannung verursachten Modulation der effektiven Dicke der Basiszone des Transistors, ein Phänomen, welches als *Early-Effekt* bekannt ist. Es kommt dadurch zu einer Spannungsabhängigkeit der Stromverstärkung des Transistors, welche an einem Anstieg der Kennlinienäste im Ausgangskennlinienfeld sichtbar wird. Im Idealfall würden diese im aktiven Betriebsbereich des Transistors einen konstanten Verlauf aufweisen. Die gedachte Verlängerung dieser Kennlinienanteile zum Schnittpunkt mit der in den negativen Bereich ausgedehnten U_{CE} -Achse kennzeichnet dabei den Wert der negativen *Early*-Spannung $-U_A$. Der Ausgangswiderstand des Stromspiegels ist dann wie folgt definiert:

$$R_o = r_{o2} = \frac{U_A}{I_{C2}} \quad (3.4)$$

Die HBTs der verwendeten Technologie *SG25H1* besitzen u.a. wegen der geringen Stärke ihrer Basiszone eine hohe Vorwärts-Kurzschlussstromverstärkung β von etwa 270, so dass der von den Basisströmen herrührende Fehler im Stromspiegelverhältnis gering ausfällt. Gleichzeitig besitzt die *Early*-Spannung aber nur einen geringen Wert von etwa 40 V. Als Konsequenz ergibt sich beispielsweise für einen Kollektorstrom von 1 mA ein Ausgangswiderstand von lediglich 40 k Ω . Eine Möglichkeit zur Erhöhung des Ausgangswiderstands besteht in der Verwendung von Schaltungsstrukturen, bei denen mehrere Transistoren ausgangsseitig in Reihe geschaltet sind. Hierbei kommen insbesondere eine Kaskode-Anordnung und der *Wilson*-Stromspiegel in Betracht (s. Abb. 3.1b und 3.1c). In der

ursprünglichen Version fehlt der als Diode geschaltete Transistor Q_1 . Wird er ergänzt, verbessert sich die bei dieser Schaltung vor allem durch den endlichen Ausgangswiderstand im Vergleich zur Kaskode-Schaltung schlechtere Spiegelsymmetrie. Der durch die begrenzte Stromverstärkung verursachte Symmetriefehler ist bei der *Wilson*-Schaltung aber generell geringer als bei der Kaskode-Schaltung. Aus diesem Grund wird für die weitere Verwendung in der Modulatorschaltung der modifizierte *Wilson*-Schaltung der Vorzug gegeben. Für eine umfassende Analyse beider Schaltungen sei auf die einschlägige Literatur verwiesen (z. B. [87]). An dieser Stelle ist vor allem die wesentliche Erhöhung des Ausgangswiderstands von Interesse, welche sowohl von der Kaskode, als auch der *Wilson*-Schaltung in identischer Weise erfüllt wird. In beiden Fällen gilt nämlich:

$$R_o \approx \frac{\beta r_{o2}}{2} = \frac{\beta U_A}{2I_{C2}} \quad (3.5)$$

Man erhält daher für einen Ausgangsstrom von z.B. 1 mA eine Erhöhung des Ausgangswiderstandes auf 5,4 M Ω . Hierdurch ist im Vergleich zum einfachen Stromspiegel eine Erhöhung des Gleichtaktunterdrückungsverhältnisses im Verhältnis der erhaltenen Ausgangswiderstände zu erwarten. Mit den Beispielwerten ergibt sich daher eine Verbesserung des *CMRR* von 42,6 dB. Als Nachteil beider Schaltungen muss allerdings die um eine U_{BE} erhöhte Mindestausgangsspannung in Kauf genommen werden, wodurch sich ein Wert von etwa 2 V ergibt.

3.2.2. Komparator

Zur Anwendung in der PLM-Schaltung ist zunächst eine geeignete Schaltungsstruktur für den benötigten Komparator auszuwählen. Komparatoren für den Betrieb mit Eingangssignalen im HF-Bereich verwenden nach einer ersten Differenzverstärkerstufe am Eingang in der Regel ein als Speicherelement wirkendes „Latch“, welches mit einem externen Taktsignal angesteuert wird [88–90]. Es stellt im Umschaltmoment des Taktsignals eine Mitkopplung am Eingangsdifferenzverstärker bereit und gewährleistet so ein vollständiges Durchsteuern des Differenzverstärkers auch bei sehr kleinen Eingangsdifferenzspannungen, bei denen die Verstärkung des Differenzverstärkers allein nicht ausreichend wäre. Wesentlich hierbei ist, dass der Komparator ein Taktsignal benötigt und daher nur zu den Umschaltzeitpunkten dieses Signals aktiv arbeiten kann, so dass in zeitlicher Hinsicht eine Diskretisierung eintritt. In vielen Fällen ist diese Einschränkung unproblematisch, wie z.B. in A/D-Umsetzern, bei denen das zu digitalisierende Eingangssignal mittels einer track-and-hold-Stufe während des Umsetzvorgangs konstant gehalten wird und ohnehin durch die Digitalisierung Quantisierungsrauschen auftritt. Für die vorliegende Anwendung im PLM ist ein derartiger zeitdiskreter Betrieb aber unerwünscht, da Quantisierungsrauschen im Ausgangssignal des Modulators direkt das SNR im Nutzsignalband beeinträchtigt. Ein der Rauschformung beim BDSM entsprechender Mechanismus zur Beeinflussung des Verlaufs des Quantisierungsrauschens im Spektrum ist beim PLM nicht möglich, so dass unbedingt ein zeitkontinuierlicher Betrieb anzustreben ist. Die für ein vollständiges Umschalten des Komparatorausgangs benötigte Verstärkung muss daher auf alternative Weise bereitgestellt werden. Eine Möglichkeit dazu ist die

Kaskadierung mehrerer Differenzverstärkerstufen, wodurch sich die Verstärkungen der einzelnen Stufen zu einer Gesamtverstärkung multiplizieren. Grundlegende Eigenschaft eines Differenzverstärkers ist die Verstärkung am Eingang anliegender Differenzsignale und dabei gleichzeitig möglichst vollständige Unterdrückung der Übertragung von Gleichtaktsignalen vom Eingang auf den Verstärkerausgang. Man kann daher eine Kleinsignaldifferenzverstärkung V_{dm} definieren [87], wobei u_{ic} für die Gleichtaktspannung am Verstärkereingang steht:

$$V_{dm} = \left. \frac{u_{od}}{u_{id}} \right|_{u_{ic}=0} = -g_m R_C = \frac{I_C}{U_T} \quad (3.6)$$

Im Kleinsignalbetrieb verhält sich die Verstärkung der Differenzverstärkerstufe also proportional zum Kollektorwiderstand der Verstärkerstufe, so dass dieser für eine möglichst hohe Verstärkung einen großen Wert besitzen sollte. Allerdings kann die Verstärkung der Differenzverstärker auf diese Weise nicht beliebig gesteigert werden, da hierbei einige Randbedingungen zu beachten sind. Zunächst wird für eine maximale Schaltgeschwindigkeit der Verstärkerstufe ein Betriebsstrom ausgewählt, bei dem die Transitfrequenz der Transistoren ein Maximum erreicht (s. [86]). In der verwendeten Technologie sind das etwa 1,4 mA. Dieser Kollektorstrom erzeugt an den Kollektorwiderständen einen Spannungsabfall der Höhe $U_{RC} = -R_C I_C$. Ab der zweiten Differenzverstärkerstufe ergibt sich daher ein Spannungshub zwischen dem positiven Versorgungspotenzial (in diesem Fall Massepotenzial) und U_{RC} . Um eine Degradation der Schaltgeschwindigkeit der Verstärkerstufe infolge Sättigung der Transistoren zu vermeiden muss sichergestellt sein, dass die Kollektor-Emitterstrecke gesperrt bleibt, also der Kollektor ein Potenzial annehmen kann, welches nicht mehr als ca. 500 mV unterhalb des Basispotenzials liegt. Andernfalls kommt es zu Ladungsspeichereffekten in der Diffusionskapazität der Basis-Kollektor-Sperrschicht und damit zu einer Verlangsamung des Schaltverhaltens. Andererseits ist ein möglichst großer Spannungshub günstig für ein gutes Signal-Rauschverhältnis (SNR) des Verstärkerausgangssignals, so dass an dieser Stelle ein Kompromiss eingegangen werden muss. Im vorliegenden Entwurf wird daher ein maximaler Spannungshub von etwa 400 mV angestrebt. Ein zu hoher Wert für die Kollektorwiderstände ist auch aus einem anderen Grund ungünstig. Sie bestimmen wesentlich den Ausgangswiderstand der Verstärkerstufe und bilden zusammen mit der Eingangskapazität der nachfolgenden Stufe eine Zeitkonstante, die ebenfalls die Schaltgeschwindigkeit der Folgestufe begrenzt. Der vom Kollektorstrom abhängige Eingangswiderstand insbesondere der ersten Verstärkerstufe ist für die vorliegende Anwendung von eher untergeordneter Bedeutung, da die Ansteuerung des Komparators mit relativ niederohmigen Quellen erfolgt. Für ein rein differentielles Eingangssignal gilt hierfür die Beziehung für eine Emitterschaltung im Kleinsignalbetrieb:

$$R_i = r_{BE} = \frac{\beta_0}{g_m} \quad (3.7)$$

Ein Problem stellt das drastische Absinken der Verstärkung des Differenzverstärkers beim Übergang in den Großsignalbetrieb dar, da der Ausgangsstrom und damit die dazu proportionale Ausgangsspannung ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten aufweist. Im

3. Entwurf integrierter Pulslängenmodulatorschaltungen

Großsignalbetrieb gilt der bekannte, tanh-förmige Zusammenhang zwischen der Eingangsdifferenzspannung U_{id} und der Ausgangsdifferenzspannung, so dass man für die Differenzverstärkung V_{dm} erhält:

$$V_{dm} = \frac{\alpha_F I_{DV} R_C \tanh\left(\frac{-U_{id}}{2U_T}\right)}{U_{id}} \approx \frac{\alpha_F I_{DV} R_C}{U_{id}} \Big|_{U_{id} \ll 2U_T} \quad (3.8)$$

Hinsichtlich der Anzahl der benötigten Verstärkerstufen und der Verstärkung der einzelnen Stufen muss also für eine maximale Schaltgeschwindigkeit und Eingangsempfindlichkeit des Komparators eine Optimierung durchgeführt werden, was am besten mittels iterativer Simulationen gelingt. Die Struktur der entworfenen Komparatorschaltung zeigt die Abbildung 3.2. Die Eingangsstufe des Komparators wird wie bereits erläutert mit einem Strom von etwa 1,4 mA betrieben, bei dem ein Maximum für f_T erreicht wird. Die folgenden Stufen sind dann sukzessive niederohmiger ausgelegt, um den für ein schnelles Umschalten der nachgeschalteten Ausgangsstufe benötigten Strom bereitstellen zu können. Die hierzu erforderlichen höheren Betriebsströme werden durch Verwendung parallel geschalteter Einzeltransistoren in den Stromspiegeln vervielfacht. Zusätzlich werden in der letzten Verstärkerstufe ebenfalls Doppeltransistoren verwendet, da hier die Stromtragfähigkeit des Einzeltransistors sonst überschritten würde. Die Gewährleistung einer möglichst hohen Gleichtaktunterdrückung ist insbesondere in der Eingangsstufe

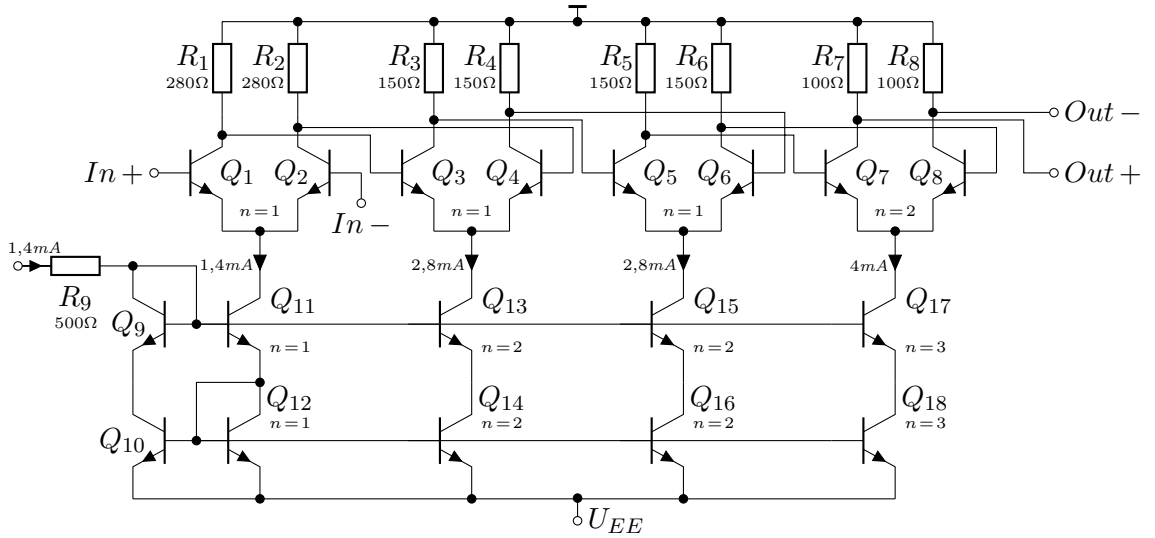


Abb. 3.2.: Komparatorschaltung bestehend aus vier hintereinander geschalteten Differenzverstärkern. Zur Ansteuerung der Ausgangsstufe des Modulators werden infolge der größeren dort verwendeten Transistoren höhere Basisströme benötigt. Die Differenzverstärkerstufen sind deswegen sukzessive niederohmiger ausgelegt. Die Betriebsströme der Verstärkerstufen werden hierzu durch Parallelschalten von Transistorzellen vervielfacht.

des Komparators wichtig, da hier die Ansteuerung mit einem Signal erfolgt, das neben einem reinen Differenzsignalanteil auch eine Gleichtaktkomponente enthält. Es wird daher zur Versorgung der Eingangsstufe der bereits im vorherigen Kapitel beschriebene *Wilson*- Stromspiegel verwendet, welcher zur Gewährleistung günstiger Potenzialverhältnisse auch für die nachfolgenden Stufen zum Einsatz kommt. Dort wäre der sehr hohe Ausgangswiderstand des *Wilson*-Stromspiegels infolge der vorherrschenden reinen Differenzsignalansteuerung an sich verzichtbar. Für die Versorgung der Schaltung ist eine Versorgungsspannung mit negativer Polarität vorgesehen, wie sie häufig auch beispielsweise in ECL-Logikschaltungen verwendet wird. Um eine Überschreitung der Durchbruchspannungen der Transistoren zu vermeiden, erweist sich ein Wert von -3 V als günstig. Die negative Polarität der Versorgungsspannung vereint im Wesentlichen zwei Vorteile. Zum einen ist dem Ausgangssignal in Bezug auf das Massepotenzial nur ein geringer Gleichspannungsanteil überlagert, was Messungen mit Geräten, die nur kleine Eingangsspannungen erlauben, wie z. B. Sampling-Oszilloskopen, erleichtert. Außerdem bewirkt der hohe Innenwiderstand der Stromquellen in der Schaltung eine Unterdrückung des Versorgungsspannungsrauschens, welches sich bei einer positiven Versorgungsspannung direkt auf das Ausgangssignal auswirken würde. Für den Kleinsignalbereich, also Eingangsspannungen von nur wenigen mV, wird eine Verstärkung von etwa 50 dB erreicht, welche aber schon bei einer Amplitude von nur ca. 10 mV auf etwa 25 dB absinkt. Einen Eindruck von den Vorgängen in der Schaltung vermittelt die Abbildung 3.3, welche eine Simulation der Ausgangsspannungen der einzelnen Verstärkerstufen bei Ansteuerung mit einer Eingangsamplitude von 10 mV zeigt. Die erste und zweite Verstärkerstufe arbeiten noch im linearen Bereich und es wird erst bei der dritten Stufe ein Begrenzungseffekt im Ausgangssignal sichtbar. Das gewünschte Rechtecksignal ergibt sich erst nach der vierten Stufe, wobei die nachgeschaltete Ausgangsstufe noch eine weitere Verbesserung der Flankensteilheit des Signals bewirkt, die hier aber nicht dargestellt ist. Zur genaueren Untersuchung des Schaltverhaltens des Komparators wurde eine Simulation mit einem Eingangssignal variierender Amplitude durchgeführt, um einerseits Erkenntnisse über das Betriebsverhalten bei sehr kleinen Amplituden zu erhalten und andererseits Informationen zum Verhalten der Signaldurchlaufverzögerung zwischen Ein- und Ausgang zu gewinnen. Das Ergebnis zeigt Abbildung 3.4. Die obere, blaue Kurve ist das Eingangssignal des Komparators, wobei ein Rechtecksignal mit 2 GHz Grundfrequenz und Anstiegs- bzw. Abfallzeiten von 1 ps verwendet wird, dessen Amplitude im Bereich von 1 mV bis 200 mV variiert. Die darunter liegende rote Kurve ist das in Relation zum Eingangssignal invertierte Ausgangssignal nach der vierten Differenzverstärkerstufe. Zunächst wird deutlich, dass zum vollständigen Durchschalten des Ausgangssignals eine Amplitude von mindestens 4 mV benötigt wird. Infolge unzureichender Verstärkung führen kleinere Amplituden zwar zu einem Rechtecksignal am Ausgang, doch wird die volle Amplitude von etwa 400 mV dabei nicht erreicht. Bei Betrachtung des Ausgangssignals fällt auf, dass die Signalflanken ein unsymmetrisches Verhalten im Vergleich zueinander zeigen. Die fallende Signalflanke hat einen sehr steilen Verlauf mit einem geringfügigen, zu größeren Eingangsamplituden hin stärker ausgeprägten Überspringen. Die Abfallzeit ist aber über den gesamten Eingangsamplitudenbereich nahezu konstant, was

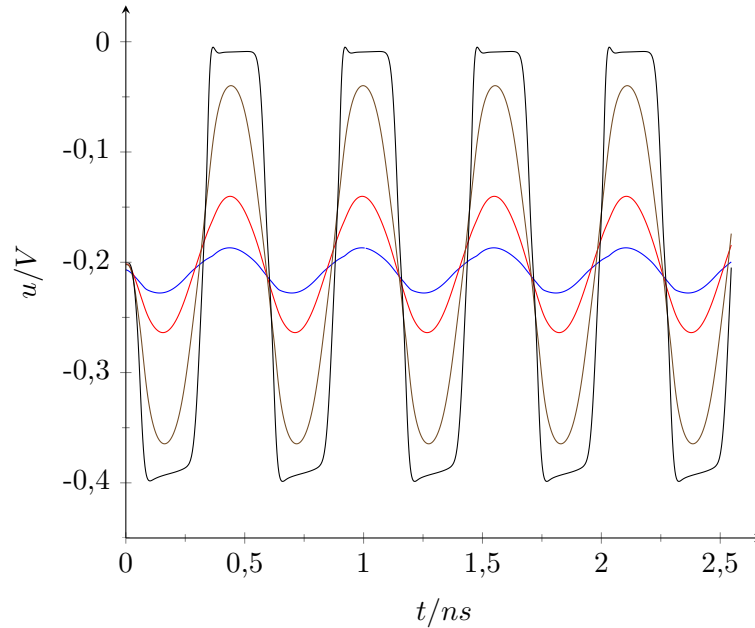


Abb. 3.3.: Simulation des Verlaufs der Ausgangssignale der Differenzverstärkerstufen im Komparator bei differentieller Ansteuerung mit einem sinusförmigen Eingangssignal einer Amplitude von 10 mV und Frequenz von 1,8 GHz. Ausgang der 1. Stufe —; 2. Stufe —; 3. Stufe — und 4. Stufe —.

allerdings auch zu erwarten ist, da alle am Differenzverstärkerausgang wirksamen parasitären Kapazitäten mit dem konstanten Ausgangsstrom des Stromspiegels umgeladen werden. An den steigenden Signalfanken ist hingegen deutlich ein Spannungsverlauf zu erkennen, der der Sprungantwort eines RC-Gliedes entspricht. Zusätzlich verringert sich die Steilheit der ansteigenden Flanke zu größeren Eingangsamplituden hin, wobei die Pulsbreite mit negativer Amplitude nahezu konstant bleibt. Das Tastverhältnis des Ausgangssignals erfährt dadurch zunehmend eine Unsymmetrie. Das an den steigenden Flanken zu beobachtende Verhalten erscheint ebenfalls plausibel, da hier die Kollektorwiderstände mit der am jeweiligen Ausgangsknoten angeschlossenen Eingangskapazität der nachfolgenden Verstärkerstufe ein RC-Glied bilden, das für den charakteristischen Spannungsverlauf verantwortlich ist.

Weiterhin ist eine Auswertung der Simulationsergebnisse im Hinblick auf die von der Eingangsamplitude abhängige Signaldurchlaufverzögerung t_{pd} des Komparators aufschlussreich, deren Ergebnis in der folgenden Abbildung 3.5 wiedergegeben ist. Es wurde hierbei jeweils die Verzögerung zwischen den steigenden bzw. fallenden Flanken des Ein- und Ausgangssignals des Komparators bei jeweils 50% Signalamplitude bestimmt. Es zeigt sich ein typisches Problem für Komparatoren, die mit kleinen Eingangssignalamplituden betrieben werden, nämlich eine nichtlineare Veränderung der Signaldurchlaufverzögerung in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude. Im vorliegenden Fall beträgt die

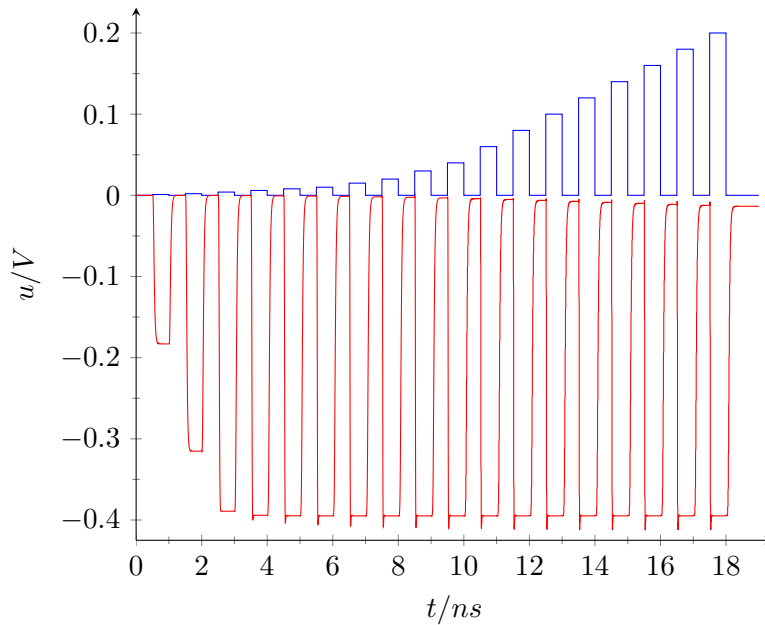


Abb. 3.4.: Schaltverhalten des Komparators in Abhängigkeit von der Eingangssignalamplitude. Blaue Kurve: Testsignal am Komparatoreingang mit Amplitudenvariation von 1 mV bis 200 mV. Rote Kurve: Ausgangssignal des Komparators (ab 4 mV vollständiges Umschalten). Der Einfluss der Eingangssignalamplitude auf die Signaldurchlaufverzögerung ist deutlich zu erkennen. Numerische Validierung s. Abb. 3.5.

Verzögerung für die fallende Flanke des Ausgangssignals bei Eingangsamplituden unter etwa 5 mV rund 50 ps. Oberhalb von 10 mV erfolgt ein starker Abfall der Signaldurchlaufverzögerung, welche sich bei weiterer Erhöhung der Amplitude dann nur noch geringfügig verändert und gegen einen Wert von etwa 17 ps strebt. Die Signaldurchlaufverzögerung für die steigende Ausgangssignalfanke verhält sich dazu nahezu entgegengesetzt, wobei Unterschiede insbesondere im stark gekrümmten Bereich der Kurve zu beobachten sind. Ausgehend von einem Wert von ebenfalls etwa 50 ps erfolgt zunächst ein starker Anstieg der Signaldurchlaufverzögerung, welche sich dann bei großen Amplituden schließlich einem Wert von etwa 96 ps annähert. Infolge des stark nichtlinearen Verlaufs der Signaldurchlaufverzögerung bei kleinen Eingangsamplituden ist zu erwarten, dass hierdurch im HF-Nutzsignal des PLM durch den Komparator zusätzliche nichtlineare Verzerrungen hervorgerufen werden. Die amplitudenabhängige Signaldurchlaufverzögerung führt zu einer zusätzlichen Veränderung des Tastverhältnisses (s. Abb. 3.4), resultierend in einer Amplituden- und gleichzeitigen Phasenverzerrung des HF-Nutzsignals. Wie stark sich dieser Effekt auswirkt hängt auch von der Steigung des Eingangs- bzw. Referenzsignals im Umschaltmoment des Komparators ab, so dass ein Betrieb mit hohen Signalamplituden vorteilhaft erscheint. Wünschenswert wäre daher für den Komparator ein Verhalten

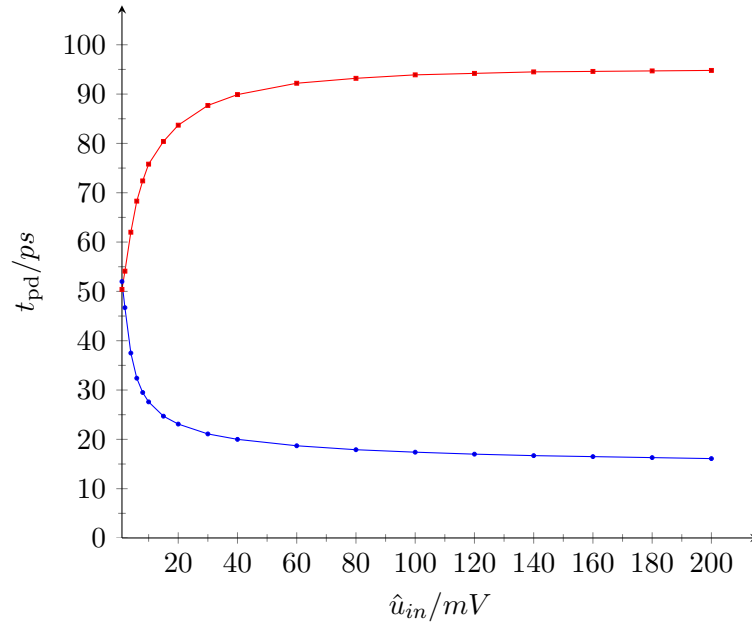


Abb. 3.5.: Signaldurchlaufverzögerung t_{pd} des Komparators in Abhängigkeit von der Eingangssignalamplitude. Die blaue Kurve zeigt das Verhalten für die fallende, die rote Kurve für die steigende Flanke des Ausgangssignals.

mit möglichst konstanten und für beide Signalflanken gleichen Durchlaufverzögerungen, um eine weitere unerwünschte Verzerrung des zu übertragenden HF-Nutzsignals zu vermeiden.

3.2.3. Dreiecksignalgenerator

Zur Erzeugung des in der PLM-Schaltung benötigten dreieckförmigen Referenzsignals kommen zunächst eine Reihe von Schaltungsprinzipien in Frage. Eine häufig angewendete Methode ist die Integration eines Rechtecksignals mit Hilfe eines als Integrator geschalteten Operationsverstärkers. Für die in der vorliegenden Anwendung geplante Taktfrequenz im Bereich von 2 GHz ergäbe sich dabei aber das Problem des Entwurfs eines extrem breitbandigen Operationsverstärkers, da dieser nicht nur die Grundwelle des Taktsignals, sondern auch zahlreiche Harmonische verarbeiten müsste, damit ein Dreiecksignal ausreichender Qualität erzeugt werden könnte. Da der erfolgreiche Entwurf eines derartigen Verstärkers mit einer Grenzfrequenz von 15 bis 20 GHz nicht aussichtsreich erscheint, kommt ein anderes, grundsätzlich einfaches Prinzip in Frage, nämlich die Nutzung der Spannung an einem Kondensator, der aus einer Stromquelle mit einem konstanten Strom geladen wird. Die Ladespannung hat dann einen rampenförmigen Verlauf, da gilt:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int I_C dt \quad (3.9)$$

Durch alternierendes Umschalten der Richtung des Ladestroms kann dann ein dreieckförmiger Spannungsverlauf erzielt werden. Hinsichtlich der Anordnung des Kondensators bestehen im Prinzip zwei Möglichkeiten. Er kann einerseits einpolig mit Masse verbunden sein und alternierend mit einer Stromquelle geladen und mit einer Stromsenke entladen werden (Abb. 3.6a) [91, 92]. Andererseits ist aber auch eine „schwebende“ Anordnung zwischen zwei Stromquellen denkbar, bei der dann der Ladestrompfad alternierend umgeschaltet wird (Abb. 3.6b). Bei der unsymmetrischen Anordnung kann der an sich erforderliche Umschalter zwischen Stromquelle und -senke durch einen einfachen Schalter ersetzt werden, wenn die Stromsenke so dimensioniert wird, dass sie genau den doppelten Ladestrom aufnimmt. Der einpolig an Masse liegende Kondensator hat den Vorteil, dass Streukapazitäten zur Umgebung des Kondensators sich hierbei weniger stark auswirken, als bei der symmetrischen Anordnung [92]. Andererseits ergibt sich das Problem, dass für die Stromquelle pnp-Bipolartransistoren bzw. p-Kanal MOSFETs benötigt werden. In der eingesetzten Halbleitertechnologie sind pnp-HBTs aber nicht verfügbar und der Einsatz von p-Kanal MOSFETs hätte den Nachteil, dass diese Transistoren im Vergleich zu den npn-HBTs wesentlich schlechtere HF-Eigenschaften aufweisen. Aus diesem Grund wird hier der symmetrischen Anordnung der Kapazität der Vorzug gegeben. In der Literatur werden beide Schaltungsvarianten vielfach beim Entwurf spannungsgesteuerter Oszillatoren (VCO) eingesetzt, da über den Ladestrom der Kapazität ein großer Abstimmbereich erreicht werden kann [92, 93]. Bei der Anwendung als VCO werden die Schaltungen allerdings durch eine interne Rückkopplung selbstschwingend ausgelegt, was in der vorliegenden Anwendung eher ungünstig ist, da damit die Arbeitsfrequenz der Schaltung nur durch Einbinden in eine Phasenregelschleife (PLL) präzise eingehalten werden kann. Für den Einsatz als Dreiecksignalgenerator ist daher eine Steuerung des Umschaltens des Ladestroms mittels eines externen Taktsignals zu bevorzugen.

Die folgende Abbildung 3.7 zeigt die entworfene Schaltung des Dreiecksignalgenerators. Mit Hilfe der aus Q_1 und Q_2 bestehenden Differenzverstärkerstufe wird ein extern eingespeistes, sinusförmiges Taktsignal in ein nahezu rechteckförmiges Signal umgewandelt

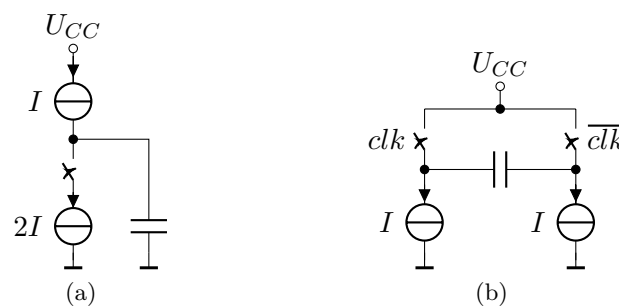


Abb. 3.6.: Erzeugung eines Dreiecksignals durch Nutzung der Ladespannung über einer Kapazität, welche mit einem konstanten Strom geladen wird. Kapazität einpolig an Masse (a); symmetrische, „schwebende“ Anordnung der Kapazität (b).

und damit die beiden Emitterfolger Q_7 und Q_8 angesteuert. Diese bestimmen dann die Richtung des Ladestroms durch den Kondensator C_1 . Der konstante Strom des Stromspiegels auf der Seite des momentan geöffneten Transistors fließt als Ladestrom durch die Kapazität und summiert sich dann mit dem Strom des Stromspiegels am geschlossenen Transistor. Durch den geschlossenen Transistor fließt daher der doppelte Ladestrom. Beim Umschalten der beiden Emitterfolger kehrt sich dann die Richtung des Ladestroms um, so dass sich über C_1 ein dreieckförmiges Signal ergibt. Die Stromspiegel sind hier ebenfalls als *Wilson*-Stromspiegel ausgelegt, da für einen möglichst linearen Verlauf der Ladespannung über der Kapazität ein hoher Ausgangswiderstand der Stromquelle unverzichtbar ist. Das dreieckförmige Ladespannungssignal wird über dem Kondensator C_1 abgegriffen und einem nachfolgenden Differenzverstärker, bestehend aus den Transistoren Q_{17} und Q_{18} , zugeführt. Dieser hat die Aufgabe, das symmetrische Eingangssignal in ein unsymmetrisches Signal für den nachfolgenden Komparator des PLM umzuwandeln und dabei die beim Umschalten des Ladestroms auftretenden Gleichtaktstörungen zu unterdrücken. Dabei besteht prinzipiell das Problem, dass ein Differenzverstärker nur einen sehr kleinen Eingangsspannungsbereich aufweist, in dem eine lineare Übertragung zwischen Ein- und Ausgang des Verstärkers möglich ist. Typischerweise ist dieser lineare Übertragungsbereich auf Werte im Bereich von etwa der Temperaturspannung U_t

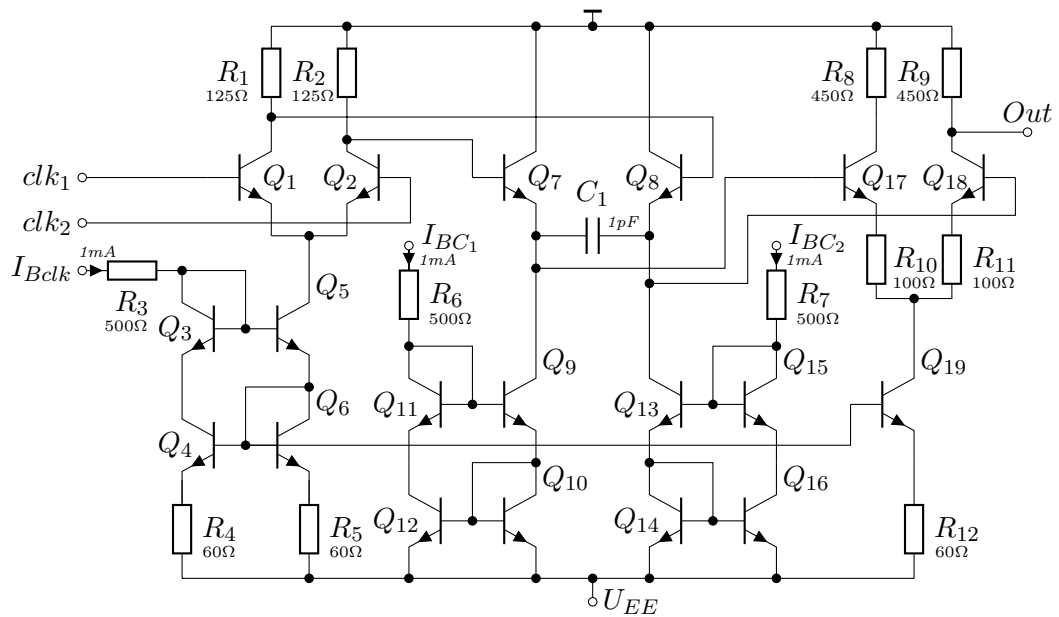


Abb. 3.7.: Schaltung des Dreiecksignalgenerators. Gesteuert durch ein externes Taktsignal wird der konstante Ladestrom der Kapazität C_1 durch die Emitterfolger Q_7 und Q_8 alternierend umgeschaltet. Hierdurch entsteht eine dreieckförmige Spannung über dem Kondensator, welche mit einem nachfolgenden Differenzverstärker symmetrisch verstärkt und in ein unsymmetrisches Ausgangssignal umgewandelt wird.

begrenzt. Bei höheren Amplituden wird das Übertragungsverhalten dann zunehmend nichtlinear, bis schließlich Sättigung eintritt. Dies wird durch folgenden Zusammenhang beschrieben, welcher ebenfalls in der Beziehung 3.6 für die Verstärkung des Differenzverstärkers enthalten ist:

$$U_{od} = \alpha_F I_{DV} R_C \tanh\left(\frac{-U_{id}}{2U_T}\right) \quad (3.10)$$

Eine Möglichkeit zur Erweiterung des weitgehend linear übertragbaren Eingangsspannungsbereiches ist die Anwendung der sogenannten Emitterdegeneration durch Einfügen von Widerständen in die Verbindung der Emittoren der beiden Differenzverstärkerntransistoren. Die für den gegebenen Anwendungsfall benötigten Widerstandswerte können letztlich nur simulativ ermittelt werden, da eine analytische Lösung hierbei nicht möglich ist [87, S. 217]. Die Abbildung 3.8 zeigt die Ergebnisse für verschiedene Werte der Emitterwiderstände R_{10} und R_{11} , wobei die Ein- und Ausgangssignalamplitude für differenzielle Signale aufgetragen ist. Der Linearisierungseffekt tritt bei Vergrößerung der Widerstandswerte deutlich hervor und man erhält eine Vergrößerung des linearen Eingangsbereiches um etwa den Faktor $I_{DV} R_E$. Gleichzeitig nimmt dabei aber infolge der Gegenkopplungswirkung der Widerstände die Verstärkung der Verstärkerstufe ab. Beim gewählten Wert von jeweils $100\ \Omega$ beträgt die Verstärkung im linearen Bereich etwa 2,4, wodurch die durch den unsymmetrischen Abgriff des Ausgangssignals bedingte Halbierung der Signalamplitude kompensiert werden kann. Bis zu einer Eingangssignal-

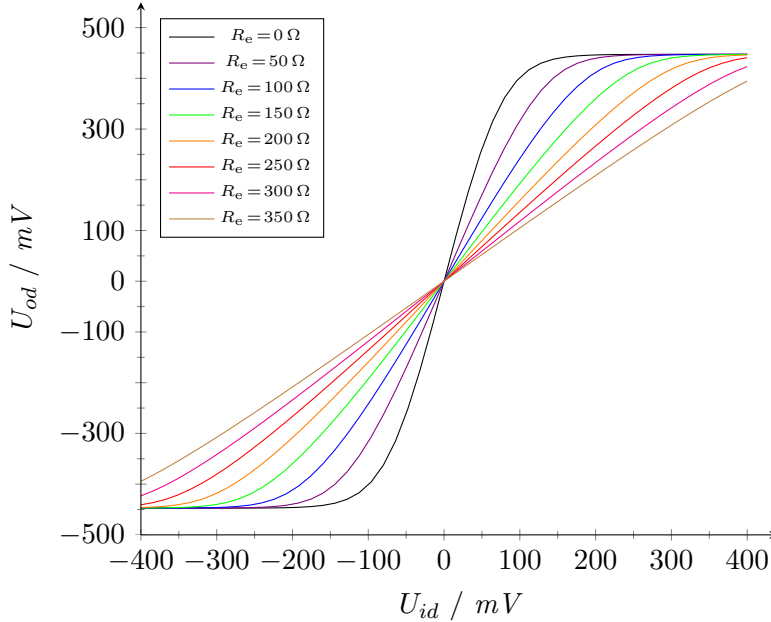


Abb. 3.8.: Übertragungsverhalten der als Pufferstufe verwendeten Differenzverstärkerstufe in Abhängigkeit vom verwendeten Gegenkopplungswiderstand R_e .

amplitude von ca. 125 mV ist hierbei noch eine gute Übertragungslinearität gegeben. Die gewählten Werte stellen daher einen günstigen Kompromiss zwischen Linearisierung der Signalübertragung und verbleibender Verstärkung dar. Am Ausgang des Differenzverstärkers kann dann das gewünschte Dreiecksignal abgegriffen und dem Komparator zugeführt werden. In der Abbildung 3.9 sind die Ergebnisse einer Simulation für verschiedene Ladeströme von 0,5 mA, 1 mA und 1,8 mA wiedergegeben. Bei 0,5 mA Ladestrom ergibt sich ein Dreiecksignal mit einer Amplitude von etwa 150 mV, dessen Flanken eine gute Linearität aufweisen. Die Signalamplitude ist hierbei noch so gering, dass der Differenzverstärker am Dreiecksignalgeneratorsausgang noch im linearen Übertragungsbereich arbeitet. Bei einer Erhöhung des Ladestroms auf 1 mA zeigt sich aber bereits eine deutliche Krümmung in den Signalfanken, die sich bei 1,8 mA noch deutlich verstärkt. Ein Ladestrom im Bereich von ca. 1 mA stellt in etwa die Grenze des sinnvoll nutzbaren Ladestrombereichs dar, da bei höheren Strömen der lineare Arbeitsbereich des Pufferverstärkers überschritten wird. Es ist zu erwarten, dass sich die bei Vergrößerung des Ladestroms zunehmende Nichtlinearität im Dreiecksignal ebenfalls in den später ermittelten Messergebnissen niederschlagen sollten. Allerdings vergrößert sich bei höheren Ladeströmen neben der Dreiecksignalamplitude gleichzeitig auch die Anstiegsgeschwindigkeit des Signals. Dies führt zu einem schnelleren Durchfahren der Schaltschwelle des Komparators und einer Verringerung des Einflusses der Signaldurchlaufverzögerungsdispersion (vgl. Abbildung 3.5). Da sich hierbei zwei nichtlineare Effekte überlagern, deren Wirkungen auf die Linearität des Modulators sich zum Teil kompensieren können, ist es

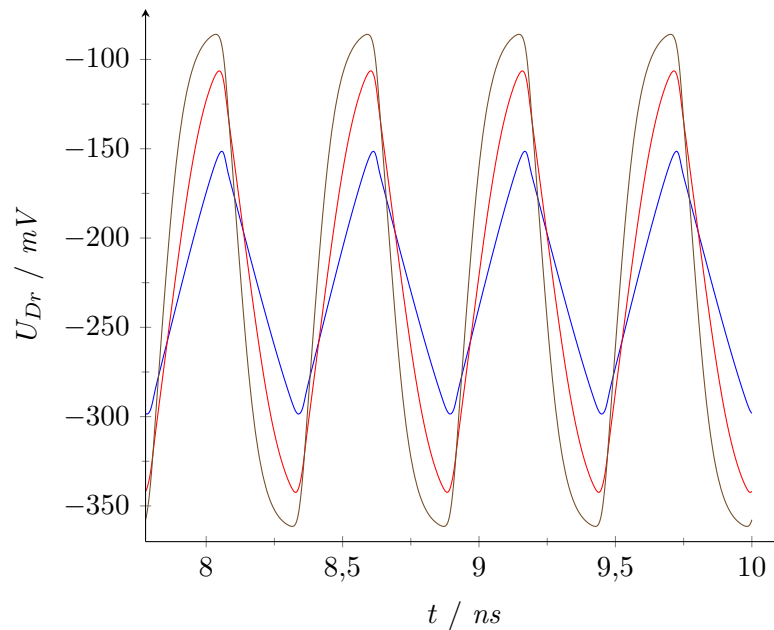


Abb. 3.9.: Simulationsergebnisse für das Ausgangssignal des Dreiecksignalgenerators mit Ladeströmen von 0,5 mA (—), 1 mA (—) und 1,8 mA (—).

durchaus möglich, dass ein Dreieckssignal mit nicht vollkommen geraden Flanken aber eben auch einer ausreichend großen Amplitude den besten Kompromiss beim Betrieb des PLM darstellt und dabei die geringsten nichtlineare Verzerrungen im Modulatorausgangssignal verursacht.

3.2.4. Analyse der Qualität der erzeugten Dreieckssignale

Im Rahmen einer Hauptseminararbeit [94] wurde von *E. Schäfer* eine Methode entwickelt, mit der sich die Qualität erzeugter Dreieckssignale insbesondere im Hinblick auf die Linearität der Flanken untersuchen und quantitativ bewerten lässt. Grundgedanke ist die Berechnung einer Art “Klirrfaktor”, der die Abweichung der Signalform des untersuchten Dreieckssignals von der zugehörigen idealen Form mit geraden Flanken beschreibt. Zur Charakterisierung der Abweichung des Dreieckssignals von der Idealform ist zunächst die Erzeugung eines störungsfreien Vergleichssignals aus den vorhandenen Eingangsdaten erforderlich, mit dessen Hilfe dann ein Fehlersignal aus der Differenz zwischen realem und idealem Signal berechnet werden kann.

Da mit zeitdiskreten Daten im Abtastintervall t_s gerechnet wird, gilt:

$$u_{Fehler}(nt_s) = u_{ideal}(n \cdot t_s) - u_{real}(n \cdot t_s) \quad (3.11)$$

Es ist weiterhin sinnvoll, das Fehlersignal in eine Fehlerleistung zu überführen, welche sich im zunächst zeitkontinuierlichen Fall (systemtheoretische Betrachtung, d. h. $R = 1 \Omega$) ergibt zu:

$$P_{Fehler} = \frac{1}{T} \int u_{Fehler}^2(t) dt \quad (3.12)$$

Der Übergang zu zeitdiskreten Signalen liefert:

$$P_{Fehler} = \frac{1}{N \cdot t_s} \sum_{n=0}^{N-1} u_{Fehler}^2(n \cdot t_s) \cdot t_s = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_{Fehler}^2(n \cdot t_s) \quad (3.13)$$

Durch Quotientenbildung mit der Leistung des idealen Dreieckssignals erhält man schließlich zur Quantifizierung der Signalqualität eine Größe, welche Ähnlichkeit zum Klirrfaktor besitzt. Dieser wird ja bekanntlich zur Quantifizierung der Signalqualität von Sinussignalen im Hinblick auf harmonische Verzerrungen benutzt.

$$k^2 = \frac{N \cdot \sum_{n=0}^{N-1} u_{Fehler}^2(nt_s)}{N \cdot \sum_{n=0}^{N-1} u_{ideal}^2(n \cdot t_s)}, \quad (3.14)$$

entsprechend:

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u_{Fehler}^2(n \cdot t_s)}{\sum_{n=0}^{N-1} u_{ideal}^2(n \cdot t_s)}} \quad (3.15)$$

Da die zu analysierenden Signale in der Regel unterschiedliche Amplituden und Anfangsphasen aufweisen, ist zunächst eine Normierung des Signals und Berechnung eines entsprechenden idealen Dreiecksignals erforderlich. Hierzu werden folgende Bearbeitungsschritte vollzogen:

1. Herauslösen einer Signalperiode aus den Signaldaten, welche z. B. aus einer Transientensimulation stammen können bzw. Verwendung einer Simulation des eingeschwungenen Zustands (periodic steady-state-Simulation).
2. Verschiebung der Abtastwerte, so dass der enthaltene Maximalwert am Anfang der Sequenz liegt, um für verschiedene Eingangssignale eine einheitliche Phasenlage einzustellen.
3. Splineinterpolation der ursprünglichen Abtastwerte innerhalb der Dreiecksignalperiode zur Erhöhung der Auflösung und nachfolgende erneute Abtastung in einem äquidistanten Zeitraster (hier mit $N = 50000$ Abtastwerten), da Daten aus Transientensimulationen im Allgemeinen nicht im äquidistanten Raster vorliegen.
4. Entfernung eines evtl. vorhandenen Gleichanteils durch Subtraktion des Signalmittelwertes.
5. Transformation des Dreiecksignals in den Spektralbereich mittels FFT und Normierung des Spektrums auf die Grundwellenamplitude.
6. Rücktransformation des Spektrums des Dreiecksignals in ein normiertes Zeitsignal.

Das zur Berechnung des Klirrfaktors benötigte ideale Dreiecksignal muss in gleicher Weise wie das zu analysierende Signal normiert werden, damit ein Fehlersignal durch Subtraktion der beiden Signale gewonnen werden kann. Daher bietet es sich an, das ideale Dreiecksignal mit Hilfe der Fouriersynthese zu erzeugen. Es sind folgende Schritte auszuführen:

1. Berechnung des Spektrums des idealen Dreiecksignals aus den Fourierkoeffizienten.
2. Normierung des Spektrums auf die Amplitude der Grundwelle.
3. Rücktransformation des Spektrums in das entsprechende Zeitsignal.

Nach Berechnung der Fehlerleistung aus der Subtraktion von realem und idealen Dreiecksignal kann dann mit Hilfe der Beziehung 3.15 der Klirrfaktor bestimmt werden. Die beschriebene Methode wurde für drei bei der Simulation der Dreiecksignalgeneratorschaltung gewonnene Signalverläufe angewendet, wobei Ladeströme von 0,5 mA, 1 mA und 1,8 mA gewählt wurden. Die Ergebnisse der Analysen zeigt die Abbildung 3.10.

Bei 0,5 mA Ladestrom weist das Dreiecksignal einen nahezu idealen Verlauf auf. Abweichungen betreffen im Wesentlichen nur Verrundungen an den Spitzen, während die Flanken praktisch gerade verlaufen. Bei 1 mA Strom sind bereits deutliche Abweichungen von der idealen Form erkennbar, insbesondere ist der Verlauf der Flanken jetzt

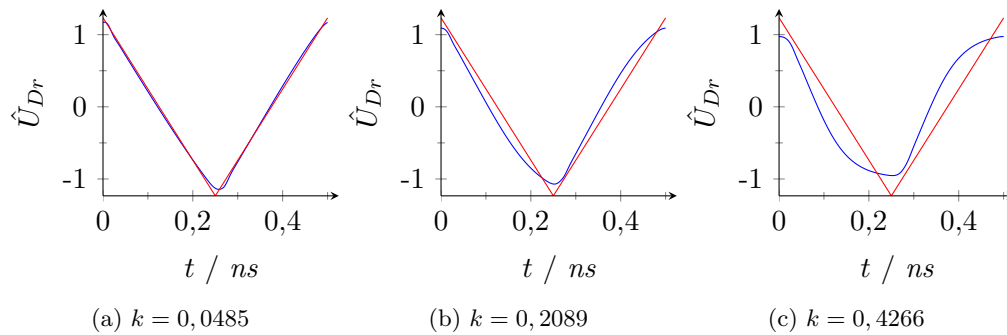


Abb. 3.10.: Darstellung jeweils einer auf die Amplitude der Grundwelle normierten Dreiecksignalperiode des Ausgangssignals des Dreiecksignalgenerators bei Ladeströmen von 0,5 mA, 1 mA und 1,8 mA. Zum Vergleich sind ebenfalls jeweils das normierte Idealsignal, sowie die berechneten Klirrfaktoren wiedergegeben.

leicht bogenförmig ausgeprägt. Die schlechtere Signalqualität schlägt sich auch im berechneten Klirrfaktor nieder, der sich etwa vervierfacht. Das Ergebnis der Analyse für 1,8 mA Ladestrom zeigt schließlich eine starke Abweichung vom idealen Dreieckverlauf. Die Krümmung der Flanken ist hierbei so stark ausgeprägt, dass der Signalverlauf nur noch erahnen lässt, dass es sich um ein Dreiecksignal handeln soll. Der Klirrfaktor ist dementsprechend mehr als doppelt so groß wie bei 1 mA Ladestrom. Der qualitative Eindruck beim Vergleich realer und idealer Signalverläufe kann also mit Hilfe der Klirrfaktoranalyse mit einer quantitativen Aussage ergänzt werden, so dass damit ein relativ einfach anzuwendendes Instrument zur Bewertung der Auswirkungen schaltungstechnischer Maßnahmen auf das erzeugte Dreiecksignal zur Verfügung steht.

3.2.5. Ausgangsstufe

Der Anschluss des Modulatorschaltkreises an z. B. einen Schaltverstärker muss wegen der hochfrequenten Ausgangssignale mit Hilfe von Leitungen erfolgen, deren Impedanz exakt definiert ist, um Beeinträchtigungen der Signalqualität nach Möglichkeit zu vermeiden. Üblicherweise werden in der Hochfrequenztechnik hierzu Leitungen mit 50 Ω Impedanz verwendet, so dass eine Ausgangsstufe entworfen werden muss, die den Betrieb mit derartigen Leitungen am Modulatorausgang ermöglicht. Zwar ist die Dimensionierung der Leitungen auf einer Leiterplatte, auf die der Modulatorschaltkreis montiert wird, selbstverständlich auch für andere Impedanzen möglich, doch bietet die Auslegung auf 50 Ω die Flexibilität, über Messspitzen auf dem Waferprober Messungen auszuführen, bei denen über Kabel die Verbindung zum verwendeten Messgerät reflexionsarm hergestellt wird. Da zudem ebenfalls ein differenzieller Ausgang wünschenswert ist, ergeben sich im Wesentlichen zwei Möglichkeiten. In ECL-Schaltungen wird in der Regel ein Emitterfolger am Ausgang angeordnet, dessen Emitter ohne angeschaltete Last direkt an den Ausgangspin geführt ist, also ein Logikausgang mit offenem Emitter gebildet wird. Zur

Erzeugung des Ausgangssignals wird dann ein Widerstand, dessen Wert der Impedanz der angeschlossenen Leitung entspricht, mit dem Ausgang verbunden. Mit Hilfe einer extern bereitgestellten, sogenannten Terminierungsspannung wird dann über den Widerstand der Arbeitsstromkreis der Ausgangsstufe geschlossen. Infolge der Auslegung des Widerstandes auf die Leitungsimpedanz wird ein rückwärtiger Abschluss der Leitung erreicht, was allerdings auch zu einer erheblichen Verlustleistung im Abschlusswiderstand führt. Es ist möglich, mehrere Gatterausgänge mit einem gemeinsamen Abschlusswiderstand zu betreiben, wodurch sich die logische Verknüpfung der Ausgänge als „wired NOR“-Schaltung ergibt. Für die Anwendung im PLM-Schaltkreis hat diese Vorgehensweise allerdings den Nachteil, dass der notwendige externe Abschlusswiderstand direkte Messungen am Schaltkreis auf dem Waferprober erschwert und außerdem bei Montage des Chips auf einer Leiterplatte die parasitären Eigenschaften der Abschlusswiderstände sich negativ auf die Signalqualität auswirken können. Als Kompromiss wäre die Verwendung integrierter Emitterfolger mit Stromspiegeln am Emitter möglich, so dass die externen Abschlusswiderstände entfallen könnten. Hierbei wäre aber kein rückwärtiger Abschluss der angeschlossenen Leitung mehr gewährleistet, wodurch unter Umständen Mehrfachreflexionen im Ausgangssignal auftreten könnten. Aus diesen Gründen wurde eine Schaltung gewählt, bei der die Ausgangsstufe aus einem niederohmig ausgelegten Differenzverstärker besteht, die in der Abbildung 3.11 wiedergegeben ist. Der mögli-

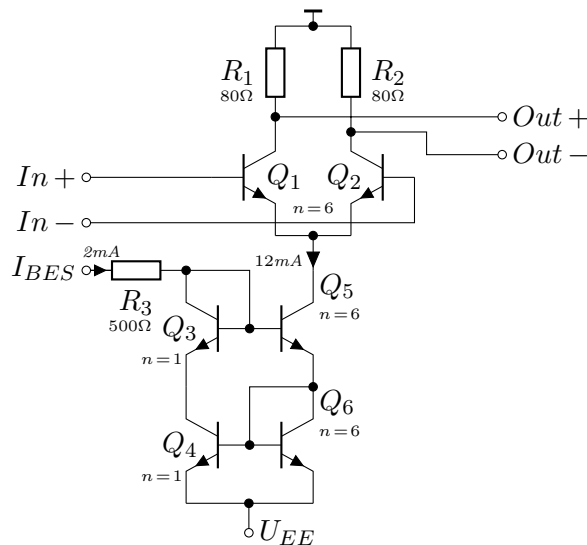


Abb. 3.11.: Ausgangsstufe des konventionellen PLM, bestehend aus einem Differenzverstärker mit jeweils sechs parallel geschalteten Transistorzellen. Die niederohmige Dimensionierung der Kollektorstärker (80 Ω) gewährleistet auch einen rückwärtigen Abschluss der angeschlossenen externen 50 Ω-Leitungen. Die Ansteuerung der Ausgangsstufe erfolgt durch die letzte Differenzverstärkerstufe des vorgelagerten Komparators.

che Ausgangsspannungshub ist wegen der sonst eintretenden Sättigung des jeweils eingeschalteten Transistors auf einen Wert von etwa 500 mV begrenzt. Um ein Eintreten in die Sättigung sicher zu vermeiden, wurde die maximal erzeugte Signalamplitude auf 400 mV festgelegt. Die an die Ausgangsstufe angeschlossene Leitung soll einen rückwärtigen Abschluss erhalten, weshalb die Kollektorwiderstände im Idealfall ebenfalls Werte von $50\ \Omega$ hätten. Um nun den zur Erzeugung der Ausgangssignalamplitude erforderlichen Betriebsstrom der Differenzverstärkerstufe zu bestimmen, muss beachtet werden, dass der jeweilige Kollektorwiderstand zur Leitungsimpedanz parallelgeschaltet ist. Die wesentlich hochohmigere Impedanz der Stromquelle kann bei dieser Betrachtung außer Acht gelassen werden. Mit der gewünschten Maximalamplitude von 500 mV ergibt sich daher ein Strombedarf von 20 mA und führt damit zu einer relativ hohen Verlustleistung in der Ausgangsstufe von 60 mW. Um die Verlustleistung zu begrenzen, wurde als Kompromiss der Kollektorwiderstand zu jeweils $80\ \Omega$ gewählt, so dass die Schaltung auf einen Betriebsstrom von maximal 12 mA ausgelegt wird. Bei eingeschaltetem Ausgangstransistor wird die Basis des Transistors mit einem Potenzial von 0 V angesteuert. Das Emittorpotenzial liegt daher um eine Basis-Emitterspannung niedriger bei ca. -0,9 V, weshalb die Differenz zur Betriebsspannung (-3 V) über dem Stromspiegel liegt. Der sich einstellende Wert von etwa 2,1 V liegt aber bereits oberhalb der mit 1,9 V spezifizierten Durchbruchspannung der Transistoren. Es wurde daher sicherheitshalber entschieden, als Stromquelle ebenfalls eine Wilson-Anordnung einzusetzen, womit sich das Emittorpotenzial des Differenzverstärkers auf zwei gestapelte Transistoren aufteilen kann. Der höhere Ausgangswiderstand des Wilson-Stromspiegels ist hier nur von untergeordneter Bedeutung, da die Ansteuerung der Ausgangsstufe symmetrisch erfolgt. Sowohl die Transistoren des Differenzverstärkers, als auch die Ausgangstransistoren des Stromspiegels sind jeweils als sechsfache Parallelausführung dimensioniert, die den benötigten Strom von 12 mA tragen kann. Die Differenzverstärkertransistoren wurden bewusst nicht überdimensioniert, da diese dann eine unnötig vergrößerte Belastung für die ansteuernde Ausgangsstufe im Komparator darstellen würden. Im Referenzzweig des Stromspiegels werden einfache Transistoren verwendet, so dass sich ein Spiegelverhältnis von sechs ergibt. Der volle Ausgangsstrom von 12 mA wird dadurch mit einem Eingangsstrom von 2 mA erreicht. Der Referenzeingang ist als Stromeingang ausgelegt, wobei jedoch mit Hilfe des eingefügten $500\ \Omega$ -Widerstandes die maximale Ausgangssignalamplitude vereinfacht eingestellt werden kann, indem der Eingang direkt mit dem Massepotenzial verbunden wird.

3.3. Layout des konventionellen Pulslängenmodulator-Schaltkreises

Im Rahmen des Layoutentwurfs des PLM-Schaltkreises wurde einer hochfrequenzgerechten Gestaltung des Layouts besondere Aufmerksamkeit gewidmet, um die Voraussetzungen für einen sicheren und störungsfreien Betrieb des Schaltkreises zu schaffen. Von grundlegender Bedeutung ist dabei die Stromversorgung der Schaltung, bei der die den Versorgungsstrom führenden Zuleitungen eine möglichst niedrige Impedanz aufweisen sollten. Durch die hochfrequenten Schaltvorgänge in der Schaltung werden trotz weitgehender Verwendung symmetrischer Signale impulsförmige Ströme hervorgerufen. Diese führen dann an den Längswiderständen und -induktivitäten der Versorgungsleitungen zu ebenfalls impulsförmigen Spannungsabfällen, welche zu Störungen der in der Schaltung verarbeiteten Signale führen. Außerdem können sich derartige Störsignale über das Versorgungsnetz in weiter entfernte Schaltungsteile ausbreiten und dort ebenfalls unerwünschte Auswirkungen haben. Eine wesentliche Gegenmaßnahme ist die möglichst großflächige Auslegung der Versorgungsnetze, da infolge der großen Gesamtoberfläche sowohl der ohmsche Widerstand, als auch die Induktivität der Leiterstrukturen absinken. Eine vollflächige Ausführung ist im Allgemeinen aber nicht möglich, da der verwendete Halbleiterprozess für den Flächenfüllgrad der Metallisierungen bestimmte Höchstgrenzen vorschreibt, damit eine sichere Haftung der Metallschichten am umgebenden Siliziumdioxid im prozessierten Schaltkreis gewährleistet ist und die Ausbildung zu großer mechanischer Spannungen bei Temperaturänderung vermieden wird. Weiterhin ist die Einhaltung bestimmter Mindest- und Höchstgrenzen der Metallflächenfüllgrade für die präzise Wiedergabe der im Layout vorgesehenen Leiterbahnbreiten bedeutsam. Im Zuge des lagenweisen photolithographischen Aufbaus der Metallschichten kann es andernfalls zu größeren Abweichungen von den Solldimensionen der Leiterbahnen kommen. Im vorliegenden Fall wurde daher unter Ausnutzung des maximal zulässigen Metallflächenfüllgrades ein streifenartiger Aufbau für die beiden Versorgungsnetze (Masse, U_{EE}) vorgenommen und alle nicht von aktiven Schaltungselementen belegten Flächen auf dem Chip damit belegt. Hierdurch war außerdem der Anschluss zahlreicher, über den Umfang des Chips verteilter Bondpads möglich, was einen weiteren Beitrag zur sicheren Stromversorgung der Schaltung liefert. Durch deckungsgleiche Anordnung der Leiterstrukturen des Masse- und U_{EE} -Netzes auf benachbarten Metalllagen (erste Lage U_{EE} , zweite Lage Masse) bildet sich eine verteilte Kapazität zwischen den beiden Netzen aus, die die Impedanz der Versorgungsnetze zusätzlich vermindert. Schließlich wurden acht MIM-Kondensatoren zu jeweils 5 pF als Abblockkondensatoren für die Versorgungsspannung integriert. Einen Überblick über die beschriebenen Layoutmaßnahmen vermittelt die Abbildung A.1 im Anhang, die das Layout des PLM-Schaltkreises wiedergibt.

Bei der Verbindung von Schaltungselementen muss generell darauf geachtet werden, dass die Stromtragfähigkeit der verwendeten Leiterbahn nicht überschritten und der vorgeschriebene Grenzwert für die Stromdichte eingehalten wird, zumal in der PLM-Schaltung Ströme im mA-Bereich Verwendung finden. Hierdurch kann eine thermische Überlastung der Leiterbahn, sowie eine Beeinträchtigung der Zuverlässigkeit der Schal-

tung durch Elektromigrationseffekte vermieden werden. Aus schaltungstechnischer Sicht kann auch der Längswiderstand besonders langer und schmaler Leitungen auf Grund der geringen Dicke der Metallebenen ($0,5\text{ }\mu\text{m}$ bis $3\text{ }\mu\text{m}$) ins Gewicht fallen und muss daher berücksichtigt werden.

Ein großer Teil der PLM-Schaltung besteht aus Differenzverstärkerstufen. Bei der Anordnung der Komponenten dieser Differenzverstärker ist ein möglichst symmetrischer Aufbau anzustreben, damit die beteiligten Signalleitungen exakt gleich lang sind. Laufzeitunterschiede würden sonst eine Modenkongression, d. h. die Umwandlung symmetrischer Signalanteile in eine Gleichtaktkomponente, bewirken und damit zu Störungen im Ausgangssignal der Verstärkerstufen führen. Die Abbildung 3.12 zeigt die Umsetzung der beschriebenen Überlegungen in das Layout der PLM-Schaltung. Darin befindet sich auf der linken Seite der Dreieckssignalgenerator, in der Mitte der Komparator und rechts die Ausgangsstufe. Am Taktsignaleingang des Dreieckssignalgenerators befinden sich zwei $50\text{ }\Omega$ -Widerstände zum HF-mäßigen Abschluss des $1,8\text{ GHz}$ Taktsignals. Die Widerstände sind recht groß dimensioniert, da sie infolge der Gleichspannungskopplung des Eingangs ebenfalls den durch die Vorspannung von -300 mV bedingten Strom tragen müssen. Es wurde im Interesse einer sicheren Funktion der Schaltung auf die Möglichkeit der Abtrennung der Vorspannung mit Hilfe eines Koppelkondensators verzichtet, zumal hierzu noch keine Erfahrungen vorlagen. Der Eingangsstufe des Dreiecksgenerators folgen die beiden Emitterfolger, die den Ladestrom der angeschlossenen Kapazität umschalten. Diese besteht aus einer Antiparallelschaltung zweier Kapazitäten von je $0,5\text{ pF}$. Auf diese Weise wird eine symmetrische Wirkung der Kapazität der Kondensatorelektroden gegen das Siliziumsubstrat des Schaltkreises erzielt. Die Wilson-Stromspiegel sind jeweils als quadratische Anordnung der vier enthaltenen Transistoren erkennbar. Nach

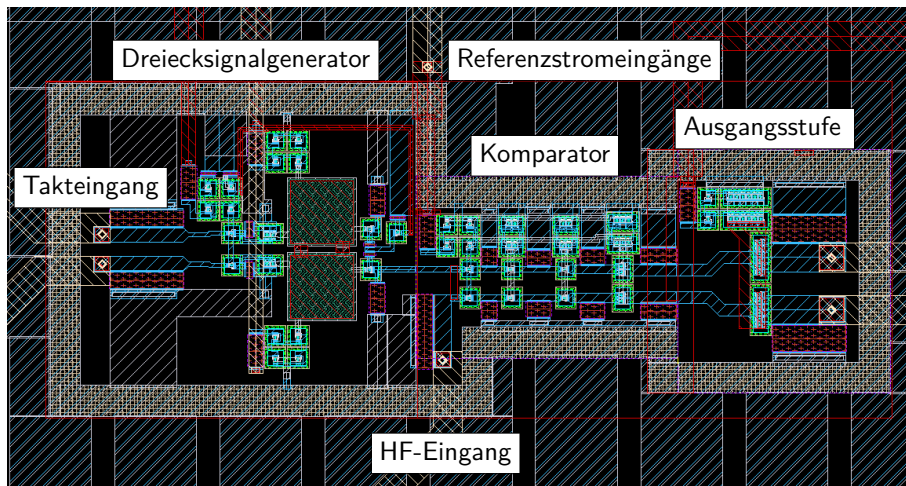


Abb. 3.12.: Layout der PLM-Schaltung, bestehend aus Dreieckssignalgenerator (links), Komparator (Mitte) und Ausgangsstufe (rechts). Die Schaltung nimmt eine Fläche von etwa $290\text{ }\mu\text{m} \times 115\text{ }\mu\text{m}$ ein.

der Pufferstufe am Ausgang des Dreiecksignalgenerators ist dieser direkt mit einem der beiden Eingänge des Komparators verbunden. Am verbleibenden Komparatoreingang ist das HF-Eingangssignal des PLM angeschlossen. Der Eingang verfügt ebenfalls über einen $50\ \Omega$ -Abschlusswiderstand und ist zur Möglichkeit der präzisen Einstellung des Arbeitspunktes des PLM gleichspannungsgekoppelt. Die vier Differenzverstärkerstufen des Komparators sind wie beschrieben inklusive der zugehörigen Kollektorwiderstände exakt symmetrisch angeordnet. Es ist deutlich die in Richtung Ausgangsstufe niederohmigere Auslegung der Verstärkerstufen erkennbar, da die Größe der Transistoren und die Weite der Widerstände zunimmt. Schließlich folgt die Ausgangsstufe, in der die Transistoren im Differenzverstärker und zugehörigen Stromspiegel als Sechsfachausführung für einen Strom von maximal 12 mA ausgelegt sind. Die HF-Signale führenden Ein- und Ausgangsleitungen sind zur Minimierung von Verlusten als $10\ \mu\text{m}$ breite Leitungen auf der obersten, $2\ \mu\text{m}$ dicken Metallebene ausgeführt. Dies ist insbesondere für die Ausgangsleitungen wichtig, da diese den relativ großen Strom der angeschlossenen $50\ \Omega$ -Last führen müssen. Die fünf Referenzstromeingänge der Stromspiegel in der PLM-Schaltung sind mit den am oberen Bildrand sichtbaren Leitungen direkt mit den zugehörigen Bondpads verbunden. Die HBT-Transistoren der Schaltung sind gegenüber dem p-dotierten Substrat mit Hilfe von in Sperrrichtung geschalteten n-Wannen isoliert. Damit dies funktioniert ist eine niederohmige Verbindung zwischen dem negativsten Potential, hier also U_{EE} und dem Substrat notwendig. Zu diesem Zweck ist die PLM-Schaltung mit einem großzügig dimensionierten Ring aus Substratkontakten umgeben. Der Ring verringert außerdem die Einkopplung von Störsignalen über das Substrat in die Schaltung.

Insgesamt sind in der PLM-Schaltung 43 HBTs, sowie 27 Widerstände enthalten. Im Betrieb liegt die Stromaufnahme bei Einstellung der maximalen Ausgangssignalamplitude bei etwa 24 mA, was bei -3 V Versorgungsspannung eine Leistungsaufnahme von rund 72 mW ergibt. Zum Vergleich mit dem fertigen Chip zeigt die Abbildung 3.13b einen vergrößerten Ausschnitt des links daneben abgebildeten Chipfotos. Die eigentliche PLM-Schaltung nimmt auf dem Chip lediglich eine Fläche von etwa $290\ \mu\text{m} \times 115\ \mu\text{m}$ ein. Die Gesamtfläche des Schaltkreises wird infolge der geringen Komplexität der PLM-Schaltung wesentlich von der Anzahl der zur Kontaktierung der Schaltung benötigten Bondpads bestimmt. Bei der Festlegung der Anordnung der Bondpads sind insbesondere die räumlichen Anforderungen für eine Kontaktierung mit Hilfe von HF-Messspitzen zu beachten, um auf dem Waferprober Messungen am fertigen Schaltkreis durchführen zu können. Da die Messspitzen zur Gewährleistung einer sauberen HF-Signalführung die Gestalt einer Koplanarleitung besitzen, werden zahlreiche Masseverbindungen benötigt. Insgesamt führt dies zu einer Anzahl von 34 Bondpads. Für die Bondpads wurde ein Raster von $100\ \mu\text{m}$ gewählt, da der nächstgrößere Standardwert von $150\ \mu\text{m}$ die Chipfläche deutlich vergrößert hätte. Das feinere Raster führt zwar bei Montage des Chips, z. B. in einem Gehäuse, zu einem anspruchsvolleren Bondvorgang, doch erschien dies beherrschbar. Eine Übersicht über die Belegung der Bondpads liefert das im Anhang A.1 abgebildete CAD-Layout des Chips. Die Abbildung 3.13a zeigt schließlich ein Chipfoto des PLM-Schaltkreises. Auf dem Chip wurde zu Testzwecken zusätzlich ein Komparator oberhalb der PLM-Schaltung angeordnet. Zur Einhaltung der Entwurfsregeln für die Me-

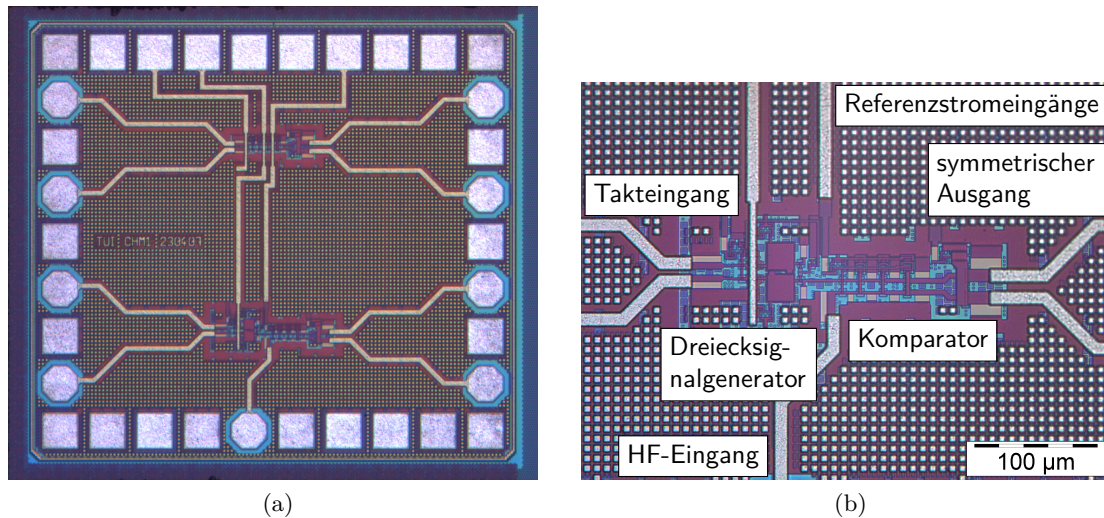


Abb. 3.13.: Chipfoto des PLM-Schaltkreises. Auf dem Testchip befinden sich im oberen Bereich ein Komparator und darunter die eigentliche PLM-Schaltung. Die Bondpads sind im $100\text{ }\mu\text{m}$ -Raster angeordnet (a). Detailansicht mit Bezeichnung der Baugruppen und Ein- Ausgangssignale (b). Die PLM-Schaltung selbst nimmt eine Fläche von etwa $290\text{ }\mu\text{m} \times 115\text{ }\mu\text{m}$ ein und der Chip weist insgesamt Abmessungen von $1050\text{ }\mu\text{m} \times 950\text{ }\mu\text{m}$ auf.

tallflächenfüllgrade sind alle freien Bereiche mit Ausnahme der aktiven Schaltungen und Signalleitungen auf dem Chip mit Füllmustern ausgefüllt. Hierdurch wird eine gleichmäßige Metallbelegung in den verschiedenen Lagen erreicht. Insgesamt hat der Schaltkreis Abmessungen von rund $1050\text{ }\mu\text{m} \times 950\text{ }\mu\text{m}$.

3.4. Bandpass-Pulslängenmodulator-Schaltkreis

Aufbauend auf den beim Entwurf der PLM-Schaltung gewonnenen Erkenntnissen und Erfahrungen, erfolgte im Rahmen der Diplomarbeit von *M. Haas-Zens* [69] der Entwurf eines BP-PLM-Schaltkreises, bei dem das dort zuvor entwickelte BP-PLM-Verfahren mit inhärenter Linearisierung der Hüllkurvenübertragungsfunktion implementiert wurde (s. Kap. 2.2.10). Der Schaltkreis besteht im Wesentlichen aus vier Funktionsgruppen, nämlich zwei Komparatoren, einer Flipflop-Logik und einer Ausgangsstufe. Hierbei konnte im Falle der Komparatoren das bereits beim PLM verwendete Schaltungskonzept wieder aufgegriffen und optimiert werden, während die im BP-PLM benötigte schnelle Flipflop-Logik (s. 2.19) vollständig neu entworfen wurde. Die zum Anschluss an eine $50\,\Omega$ -Umgebung erforderliche Ausgangsstufe konnte hingegen mit geringfügigen Modifikationen wiederverwendet werden.

3.4.1. Komparator

In der Abbildung 3.14 ist die im BP-PLM verwendete Komparatorschaltung dargestellt, welche das Ergebnis einer Überarbeitung der als Ausgangspunkt dienenden Komparatorschaltung aus dem PLM darstellt. Zunächst wurde im Interesse eines größeren nutzbaren Eingangsspannungsbereichs auf die Verwendung von *Wilson*-Stromspiegeln verzichtet und zur Versorgung der Differenzverstärkerstufen einfache Stromspiegel mit Emitterdegeneration eingesetzt. Hierdurch können Eingangssignale mit größeren Amplituden

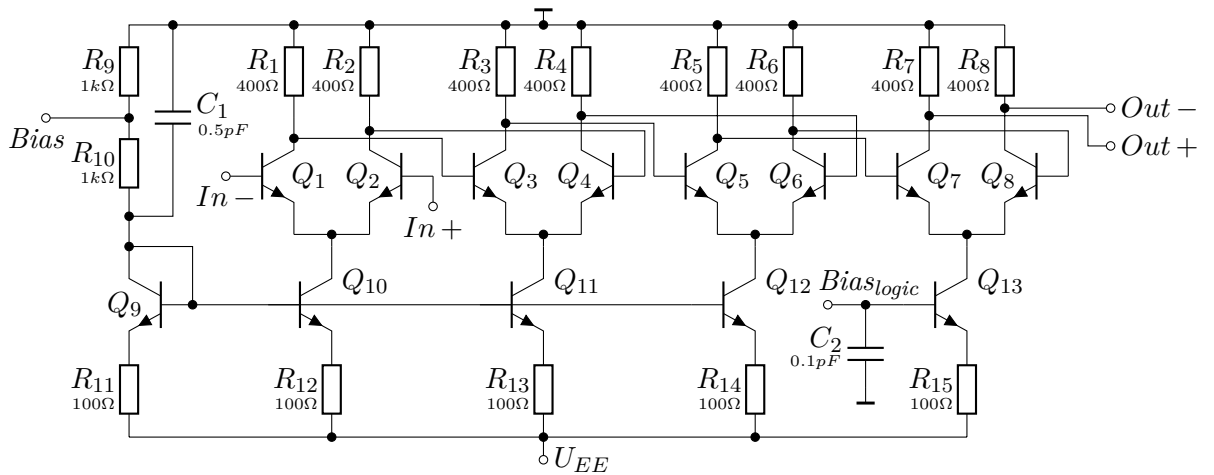


Abb. 3.14.: Komparatorschaltung im BP-PLM, bestehend aus vier hintereinander geschalteten Differenzverstärkern. Da nachfolgend nur ein Logikeingang angesteuert wird, kann im Gegensatz zum PLM auf eine stufenweise niederohmigere Auslegung verzichtet werden. Die Verwendung einfacher Stromquellen mit Emitterdegeneration ermöglicht einen vergleichsweise größeren Eingangsspannungsbereich von $-1\,\text{V}$ bis $0\,\text{V}$.

verwendet werden, was einerseits Vorteile hinsichtlich des SNR bietet und andererseits eine Verbesserung des Schaltverhaltens des Komparators infolge der größeren Signalanstiegsgeschwindigkeiten verspricht. Der Eingangsspannungsbereich vergrößert sich dabei auf Werte im Bereich von etwa -1 V bis 0 V , wobei noch genügend Spielraum zur Vermeidung der Sättigung des Stromspiegeltransistors bleibt. Als Nachteil muss allerdings eine Verringerung des Ausgangswiderstandes der Stromquellen in Kauf genommen werden, welche mit Hilfe der eingefügten Emitterwiderstände durch Stromreihengegenkopplung etwas verbessert werden kann. Um den Eingangssignalamplitudenbereich des Komparators nicht zu stark einzuschränken wurde der Spannungsabfall an den Widerständen auf 100 mV bei 1 mA Arbeitsstrom gewählt und damit der Wert der Emitterwiderstände auf $100\ \Omega$ festgelegt. Zur Verringerung der Signaldurchlaufverzögerung, welche ja abhängig von der Eingangssignalamplitude einen ausgeprägt nichtlinearen Verlauf aufweist (s. Abb. 3.5, 3.15), wurde die Anzahl der Differenzverstärkerstufen zunächst auf drei Stufen reduziert, was mit einer Verringerung der Signaldurchlaufzeit verbunden ist und simulativ zufriedenstellende Ergebnisse lieferte. Im Hinblick auf den praktischen Betrieb der Schaltung bestand aber die Befürchtung, dass die durch die reduzierte Anzahl der Verstärkerstufen bedingte geringere Gesamtverstärkung sich als unzureichend herausstellen könnte, so dass sicherheitshalber eine vierte Stufe eingebaut und damit der höheren Gesamtverstärkung auf Kosten einer etwas höheren Signaldurchlaufverzögerung Vorrang eingeräumt wurde. Da in der BP-PLM-Schaltung die großen Transistoren der Ausgangsstufe nicht mehr vom Komparator angesteuert werden, kann auf die sukzessive niederohmigere Auslegung der Differenzverstärkerstufen verzichtet werden, was sich in einem geringeren Versorgungsstrom niederschlägt. Die Stromquellen sind durch die Dimensionierung des Vorwiderstandes im Referenzzweig auf $1\text{ k}\Omega$ jeweils für einen Strom von 1 mA ausgelegt, welcher durch den separaten Vorspannungseingang auf bis zu 2 mA erhöht werden kann (Vorspannungseingang mit Masse verbunden). Durch diese Möglichkeit der Variation der Betriebsströme der Komparatoreingangsstufen kann eine evtl. auftretende Unsymmetrie im Schaltverhalten der beiden Komparatoren, welche sich im Ausgangssignal des BP-PLM bemerkbar machen würde, ausgeglichen werden. Zur Gewährleistung konstanter Logikpegel bei der Ansteuerung der den Komparatoren nachfolgenden Logikschaltung wird die letzte Differenzverstärkerstufe über einen separaten Stromspiegel versorgt, dessen Basispotenzial in der Logikschaltung erzeugt wird. Die Ausgangssignalamplitude beträgt infolge der $400\ \Omega$ -Kollektorwiderstände 400 mV und entspricht damit der im Logikteil verwendeten Signalamplitude. In den vorgelagerten beiden Stufen haben die Kollektorwiderstände ebenfalls einen Wert von $400\ \Omega$, wodurch die Signalamplitude bei dem maximal möglichen Strom von 2 mA bis zu 800 mV betragen kann. Hierbei wird dann die größtmögliche Stufenverstärkung erreicht (s. Gl. 3.6). Allerdings ist zu erwarten, dass sich insbesondere in der Eingangsstufe dann in Abhängigkeit des momentanen Basispotenzials des schaltenden Transistors (insbesondere im Fall einer positiven Halbwelle und Aussteuerung bis an 0 V heran) bereits Sättigungseffekte an den schaltenden Transistoren zeigen würden, da das Kollektorpotenzial sich dann unterhalb des Basispotenzials befindet und die Kollektor-Basis-Strecke des Transistors damit nicht mehr gesperrt ist. Da der Betrieb in Sättigung infolge zusätzlicher

Ladungsspeicherung im Kollektor-Basisübergang zu Einbußen in der Umschaltgeschwindigkeit führt, wird dabei der Vorteil der erhöhten Stufenverstärkung zum Teil wieder zunichte gemacht. Hingegen ist mit dem standardmäßig vorgesehenen Strom vom 1 mA zwar eine geringere Verstärkung verbunden, jedoch wird in diesem Fall zuverlässig die Transistorsättigung vermieden. Der Widerstandswert von $400\ \Omega$ stellt daher in Verbindung mit einem Arbeitsstrom von 1 mA einen guten Kompromiss mit einem optimalen Schaltverhalten des Komparators dar. Schließlich wurden zur Reduktion unerwünschter Störsignale an den Stromspiegeln Blockkondensatoren eingefügt. Zum Vergleich des mit der modifizierten Komparatorschaltung erzielten Schaltverhaltens mit den Ergebnissen beim PLM-Komparator (s. Abb. 3.5) wurde die dort durchgeführte Simulation der Signaldurchlaufverzögerung unter gleichen Bedingungen wiederholt und dabei ebenfalls ein Rechtecksignal mit von 1 mV bis 200 mV stufenweise zunehmender Amplitude verwendet. Die Ergebnisse sind in der Abbildung 3.15 wiedergegeben. Dabei ist zu beachten, dass die beiden Ausgangssignale der BP-PLM-Komparatorschaltung vertauscht wurden, so dass die Signalfanken in umgekehrter Reihenfolge auftreten, was sich ebenfalls im Zeitverhalten der Signalfanken niederschlägt. Die blaue Kurve zeigt das Verhalten für die steigende Flanke des Komparator-Ausgangssignals. Ausgehend von einem Wert von 41 ps fällt die Signaldurchlaufverzögerung steil ab, erreicht bereits bei etwa 5 mV Ein-

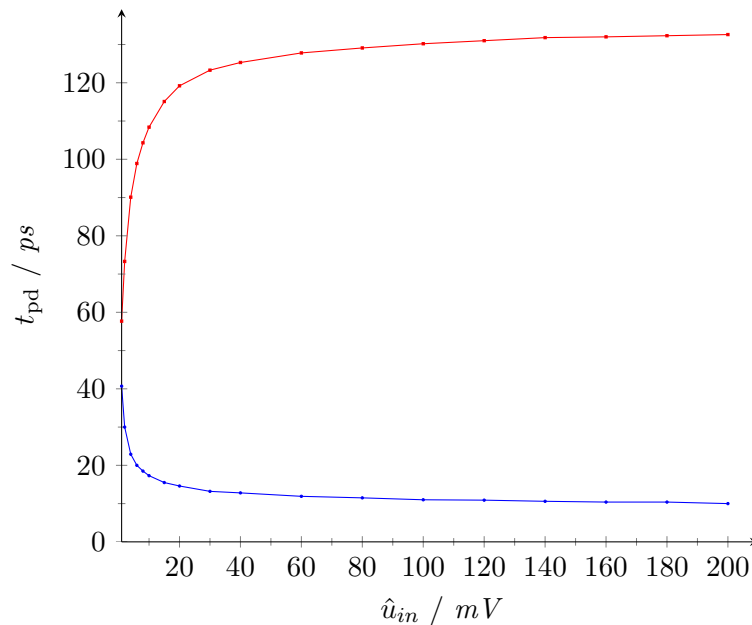


Abb. 3.15.: Signaldurchlaufverzögerung t_{pd} der im BP-PLM verwendeten Komparatoren in Abhängigkeit von der Eingangssignalamplitude. Die blaue Kurve zeigt das Verhalten für die steigende, die rote Kurve für die fallende Flanke des Ausgangssignals. Im Vergleich zum PLM sind die Ausgangssignale vertauscht, so dass die Signalfanken ebenfalls in umgekehrter Reihenfolge auftreten.

gangssignalamplitude mit etwa 20 ps die Hälfte des Ausgangswertes und nähert sich dann asymptotisch 10 ps an, die bei der verwendeten Maximalamplitude von 200 mV erreicht werden. Die als rote Kurve dargestellte Signaldurchlaufverzögerung für die fallende Flanke zeigt wie beim PLM ein gegensätzliches Verhalten. Sie startet bei etwa 58 ps, steigt dann mit etwas geringerer Steigung aber über einen wesentlich größeren Verzögerungsbereich an, bis bei etwa 20 mV Amplitude mit einer Signaldurchlaufverzögerung von 119 ps der Übergang in den Sättigungsbereich der Kurve stattfindet. Es erfolgt dann nur noch ein geringfügiger Anstieg bis auf einen Endwert von knapp 133 ps bei 200 mV Eingangssignalamplitude. Im Vergleich zum Verhalten des PLM-Komparators verlaufen beide Kurven zunächst mit einer größeren Steigung und gehen früher in die Sättigung über, was wünschenswert ist, da damit über einen größeren Eingangssignalamplitudenbereich sich die Signaldurchlaufverzögerungen einigermaßen konstant verhalten. Weiterhin wird hier für die steigende Flanke eine sehr geringe minimale Verzögerung von lediglich 10 ps erreicht, was noch einmal deutlich unterhalb des bereits guten Wertes von 17 ps für die fallende Flanke beim PLM-Komparator liegt. Es zeigt sich, dass das Vertauschen der Ausgangssignale beim BP-PLM-Komparator eine sinnvolle Maßnahme darstellt, da mit der steigenden Signalfanke insbesondere der flankensensitive Setzeingang des nachfolgenden Flipflops mit minimaler Verzögerung, welche außerdem nur in geringem Maße vom Verlauf des Eingangssignals abhängig ist, angesteuert werden kann. Deshalb ist davon auszugehen, dass der Einfluss der nichtlinearen Signaldurchlaufverzögerung des Komparators auf das Übertragungsverhalten des BP-PLM gering ausfällt und damit ein wesentliches Ziel der Optimierung der Schaltung erreicht wird. Die fallende Flanke weist im Vergleich zur entsprechenden steigenden Flanke beim PLM-Komparator allerdings eine um etwa 25 ps vergrößerte Signaldurchlaufverzögerung auf. Dies hat aber keinen besonders negativen Einfluss, da sie bei der Ansteuerung des Flipflops keine entscheidende Rolle spielt, denn der Rücksetzeingang wird mit einem High-Pegel aktiv. Daher kann die erhöhte Verzögerung bei der fallenden Flanke toleriert werden.

In der Abbildung 3.16 ist das differenzielle Ausgangssignal des BP-PLM-Komparators wiedergegeben, aus dem die Daten für die Signaldurchlaufverzögerung bestimmt wurden. Im Vergleich zu den Ergebnissen des PLM-Komparators findet hier ein vollständiges Durchschalten bereits bei 2 mV Testsignalamplitude statt. Mit steigender Eingangssignalamplitude bilden sich an den sehr steil verlaufenden steigenden Flanken verstärkt Überschwinger in Form nadelförmiger Spitzen aus, die etwas stärker ausgeprägt sind als beim PLM-Komparator. Hervorgerufen wird dieser Effekt durch die höhere Aufladung parasitärer Kapazitäten, da die Ausgangssignalamplitude, bedingt durch den geringfügig höheren Betriebsstrom von etwa 1,15 mA, auf ca. 460 mV vergrößert ist. Am Grund der fallenden Flanken sind ebenfalls die beim PLM-Komparator beobachteten Verrundungen vorhanden und es ist mit steigender Eingangssignalamplitude zunehmend ein Anstieg des Grundniveaus zu beobachten, ebenfalls in etwas stärkerem Maße als der beim PLM vorhandene Abfall des Dachpotenzials des Rechtecksignals. Offenbar wird bei steigender Aussteuerung nicht mehr ein vollständiges Umschalten der Differenzverstärker erreicht, also der Strom in einem der Zweige nicht vollständig abgeschnürt, so dass im ausgeschalteten Zustand bis zu etwa 25 mV Ausgangssignalamplitude verbleiben. Der

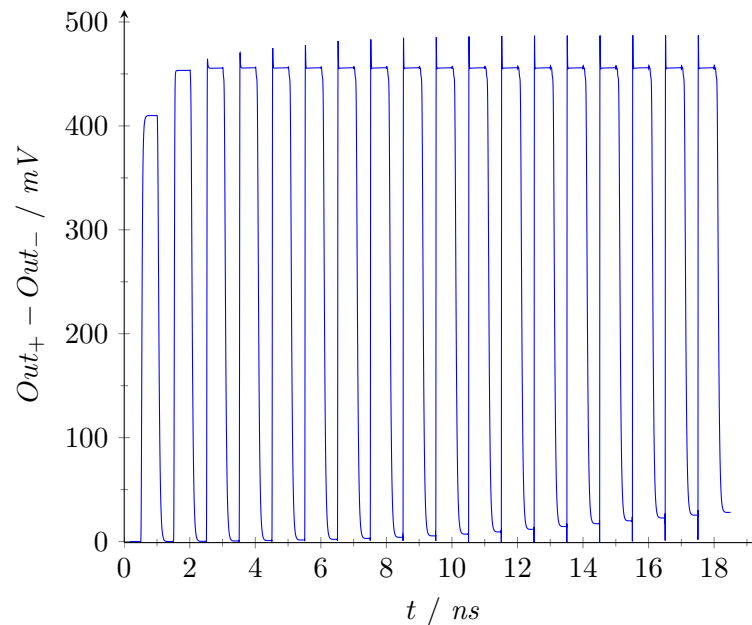


Abb. 3.16.: Differenzielles Ausgangssignal des BP-PLM-Komparators beim Test der Signaldurchlaufverzögerung. Es wurde das gleiche Testsignal wie beim PLM-Komparator (Abb. 3.4) verwendet.

Grund dafür ist ebenfalls in einer bei vergrößerter Aussteuerung der Differenzverstärker erhöhten Ladungsspeicherung in den Transistoren zu suchen. Infolge der Zunahme der Signaldurchlaufverzögerung der fallenden Flanke ist auch eine Variation des Tastverhältnisses erkennbar. Diese wirkt sich aber im Gegensatz zum PLM beim BP-PLM nicht in kritischer Weise aus, da hier nur die steile steigende Flanke, welche ja von der Eingangssignalamplitude nur relativ gering beeinflusst wird, von besonderer Bedeutung für den Betrieb des Modulators ist. Beim PLM führt die beobachtete, vom Verlauf des Eingangssignals abhängige Variation des Tastverhältnisses direkt zu einer Abweichung sowohl der Pulslänge, als auch der Phase des Modulatorausgangssignals. An dieser Stelle zeigt sich also bereits deutlich ein entscheidender Unterschied in den Auswirkungen des nichtidealen Schaltverhaltens der Komparatoren auf das Ausgangssignal der beiden Modulatortypen.

3.4.2. Flipflop-Logik

Den beiden Komparatoren nachfolgend, enthält die BP-PLM-Schaltung eine Flipflop-Logik, welche als Speicherelement für den logischen Zustand des Modulatorausgangssignals dient (s. Abb. 2.19). Die Struktur der Schaltung gibt die Abbildung 3.17 wieder. Als logisches Grundelement werden dabei NOR-Gatter verwendet. In der Schaltung des BP-PLMs wird mit Hilfe des oberen Komparators das Setzen des Flipflops herbeigeführt,

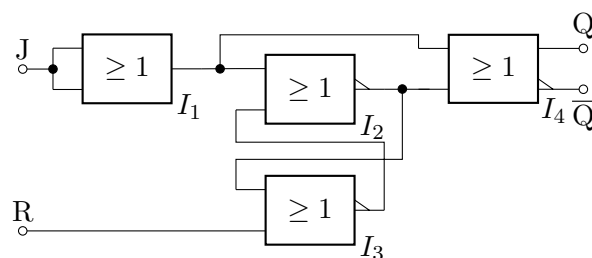


Abb. 3.17.: Schema des JR-Flipflops im BP-PLM. Es werden OR- bzw. NOR-Gatter als Basiselemente verwendet.

während der untere Komparator die Funktion des Rücksetzens des Flipflops übernimmt. Man könnte nun auf den Gedanken verfallen, dass zur Realisierung der Flipflop-Funktion lediglich ein einfaches RS-Flipflop benötigt würde. Die BP-PLM-Schaltung wäre damit aber nicht funktionsfähig, was im zeitlichen Verlauf der Ausgangssignale der beiden Komparatoren begründet liegt (s. Abb. 2.20). Der obere Komparator schaltet in dem Moment seinen Ausgang auf High-Pegel um, in dem das positive Hüllkurvensignal eine größere Amplitude als das HF-Trägersignal aufweist und behält diesen Zustand solange, bis die Hüllkurvensignalamplitude wieder kleiner als die Trägersignalamplitude ist. Der High-Pegel am Komparatorausgang kann daher durchaus über das Ende der Trägersignalperiode hinaus anhalten und ist deshalb als direktes Ausgangssignal auch nicht weiter brauchbar. Von Interesse für die Funktion des BP-PLM ist innerhalb des Ausgangssignals des oberen Komparators (s. Abb. 2.19) jeweils nur der Umschaltmoment, in dem der Komparator eine *steigende* Flanke generiert. Es ist deshalb notwendig, dem Setzeingang des Flipflops ein flankensensitives Verhalten zu verleihen. Der vom unteren Komparator bediente Rücksetzeingang braucht hingegen lediglich ein pegelsensitives Verhalten zu haben, da eine steigende Flanke sofort zum Rücksetzen des Flipflops führt und der Setzeingang dabei immer High-Pegel führt. Die Länge des Rücksetzpulses hat daher keinen weiteren Einfluss. Im Prinzip wäre zwar auch eine Realisierung mit einem flankensensitiven Rücksetzeingang möglich, doch vereinfacht ein Verzicht darauf die Struktur der Flipflopschaltung, so dass weniger Logikgatter benötigt werden. Dies erscheint im Hinblick auf eine möglichst hohe Arbeitsgeschwindigkeit der Schaltung vorteilhaft. Das flankensensitive Verhalten des Setzeingangs kann erreicht werden, indem am Ausgang des NOR-Gatters I_2 ein zusätzliches Gatter I_4 eingefügt wird, welches das an den Eingang von I_2 geführte Setzsignal mit dem Ausgangssignal von I_2 verknüpft. Durch Ausnutzung der Signaldurchlaufzeit im Gatter I_4 stellt sich dann das gewünschte flankensensitive Verhalten ein. Da durch Einfügen des Gatters I_4 das Setzsignal im Vergleich zum Rücksetzsignal in Richtung Ausgang der Schaltung ein Gatter weniger durchlaufen muss, wird zusätzlich das Gatter I_1 im Signalpfad des Setzsignals eingefügt, um für beide Signale gleiche Signaldurchlaufzeiten zu gewährleisten. Zur begrifflichen Abgrenzung zum RS-Flipflop wurde für das im BP-PLM verwendete Flipflop die Bezeichnung „JR-Flipflop“, in Anlehnung an den „Jump“-Eingang beim JK-Flipflop, gewählt.

Nachfolgend ist die Zustandstabelle für das JR-Flipflop dargestellt:

n	J	R	Q ₂	Q
1	L	L	H	L
2	L	H	V	L
3	H	L	Q ₂ ⁻¹	Q ₂ ⁻¹
4	H	H	L	L

Tabelle 3.1.: Zustandstabelle für das JR-Flipflop (V: verbotener Zustand; Q₂: Ausgang des Gatters I₂)

Insgesamt können vier verschiedene Zustände auftreten, von denen der Zustand $n=2$ einen „verbotenen“ Zustand darstellt. Dieser würde zu einem fehlerhaften Zeitverhalten und damit Störungen im Ausgangssignal führen. Aufgrund der zeitlichen Abfolge der das JR-Flipflop ansteuernden Komparatorsignale tritt dieser unerwünschte Zustand im Betrieb des Modulators aber nicht auf. Der aus dem Zusammenspiel zwischen den Eingangssignalen und den beiden Komparatoren folgende Zeitverlauf der Steuersignale des JR-Flipflops führt zu einer Abfolge der logischen Zustände $n = 1, 3, 4, 3$, welche sich zyklisch wiederholt.

Infolge der hohen Anforderungen an die Arbeitsgeschwindigkeit der Modulatorschaltung ist eine auf geringstmögliche Signaldurchlaufverzögerungen und hohe Flankensteilheiten optimierte Schaltungstechnik erforderlich, die außerdem an die Randbedingungen der eingesetzten IC-Technologie (BiCMOS-Technologie) angepasst sein muss. Zur Ausnutzung der sehr hohen Grenzfrequenzen der verfügbaren SiGe-HBTs eignen sich Logik-Schaltungstechniken besonders gut, bei denen die zu Geschwindigkeitseinbußen führende Sättigung der Transistoren vermieden wird. Diese Eigenschaft besitzt die seit Ende der 60er-Jahre (1968, [95]) bekannte *ECL*-Technologie (*Emitter-Coupled-Logic*), die traditionell für bipolare Logikschaltungen mit sehr hohen Geschwindigkeitsanforderungen eingesetzt wird und deswegen im vorliegenden Fall der Schaltung des JR-Flipflops Verwendung findet. Die Grundschiung des als Basisgatter verwendeten ECL-NOR-Gatters zeigt die Abbildung 3.18. Kennzeichnend für die ECL-Schaltungstechnik (s. [96]) ist die Verwendung von Differenzverstärkerstufen als Basisfunktionselement, mit denen ein von einem Stromspiegel gelieferter konstanter Arbeitsstrom umgeschaltet wird. Die beteiligten Transistoren befinden sich deswegen entweder im aktiven Bereich (stromführend) oder sind gesperrt und damit stromlos, wodurch der ungünstige Betrieb im gesättigten Zustand vermieden wird. Die Logikpegel innerhalb des Gatters werden durch die Spannungsabfälle an den Arbeitswiderständen der Differenzverstärker erzeugt und weisen daher (Vermeidung der Transistorsättigung!) im Vergleich zu TTL- oder CMOS-Technologien nur relativ geringe Spannungshübe auf. Dies ist einerseits im Interesse eines schnellen Umladens der am Gatterausgang angeschlossenen Lastkapazitäten günstig, bedeutet aber auch einen geringeren Signal-zu-Rauschabstand. Aus diesem Grund werden ECL-Logikschaltungen üblicherweise mit negativer Betriebsspannung betrieben, wobei der positive Pol (Masseanschluss) als Logik-Bezugspotenzial verwendet wird. Die

die zusätzliche Stufe im Signalpfad aber auch eine zusätzliche Verzögerung. Zusammen mit der Signalamplitude, Differenzverstärkerstrom und Strom durch den Emitterfolger kann eine Optimierung erfolgen [96]. Werden die Emitterfolger weggelassen und die Differenzverstärkerstufen direkt gekoppelt, entsteht als Variante der ECL-Technik ein *CML*-Gatter (*Current Mode Logic*). Im vorliegenden Fall zeigte sich jedoch, dass die direkte Kopplung der Differenzverstärker keinen Vorteil bietet und es wurde deshalb die konventionelle Schaltungsstruktur mit Emitterfolgern eingesetzt. Der High-Pegel ist damit auf einen Wert von $U_H = 0\text{ V} - U_{BE}$ festgelegt. Der Lowpegel ergibt sich dann aus dem Spannungsabfall am Kollektorwiderstand zu $U_L = U_H - R_C I_C$. Bei der Dimensionierung der Logikpegel besteht eine Freiheit in der Wahl der Logikpegelamplitude. In Verbindung mit dem für die SiGe-Transistoren optimalen Betriebsstrom im Bereich von 1 bis 2 mA, wurde der Strom zu 1 mA gewählt. Ein Signalhub von etwa 400 mV hat sich hier als guter Kompromiss zwischen Geschwindigkeit und Signal-Rauschabstand herausgestellt, weshalb die Arbeitswiderstände der Differenzverstärkerstufen einen Wert von 400 Ω aufweisen. Zur Gewährleistung eines schnellen Umschaltens des Gatters mit symmetrischen Umschaltzeiten sowohl in Richtung High-, als auch Lowpegel, wird der Eingang der rechten Hälfte des Differenzverstärkers (Q_3) mit Hilfe der Reihenschaltung aus R_3 und Q_4 auf ein Potenzial gelegt, das sich genau in der Mitte zwischen den beiden Logikpegeln befindet. Vom Ausgang des JR-Flipflops wird die auf den Betrieb mit 50 Ω -Lasten ausgelegte Ausgangsstufe des BP-PLM angesteuert. Da die Ausgangsstufe mit Strömen bis zu etwa 16 mA betrieben werden muss, werden darin relativ große Transistoren verwendet, die für die ansteuernde Schaltung eine Last mit vergleichsweise geringerem Eingangswiderstand und erhöhter Eingangskapazität darstellt. Zur Bereitstellung der höheren Steuerströme sind daher die Emitterfolgerstufen des Flipflopaustrags niederohmiger ausgeführt und werden mit einem Strom von 2 mA betrieben. Als Emitterfolger wird ein Transistor bestehend aus drei Elementarzellen und als Stromspiegeltransistor eine zweifache Ausführung verwendet. Der Emitterwiderstand des Stromspiegeltransistors besitzt infolge dessen einen halbierten Wert von 50 Ω . Zur Stromversorgung des JR-Flipflops inklusive der Ausgangsstufen in den Komparatoren sind insgesamt 17 Stromspiegeltransistoren in der Schaltung vorhanden, die mit einer zentral erzeugten gemeinsamen Vorspannung versorgt werden. Infolge der zahlreichen angeschlossenen Stromspiegeltransistoren würde es bei Anwendung eines einfachen, als Diode geschalteten Transistors zu einem erheblichen Fehler des Stromspiegelverhältnisses kommen, da der von jedem Stromspiegel aufgenommene Basisstrom die Vorspannung belasten würde. Abhilfe schafft hier das Einfügen der Basis-Emitterstrecke eines Hilfstransistors zwischen Kollektor und Basis des Transistors im Referenzstrompfad anstelle der direkten Verbindung bei einer herkömmlichen Transistor-Diode. Über den am Massepotenzial angeschlossenen Kollektor des Hilfstransistors wird dann der benötigte Basisstrom für die angeschlossenen Stromspiegeltransistoren eingespeist und die Vorspannung mit Hilfe des sich auf diese Weise ergebenden Regelkreises stabil gehalten.

87

3.5. Layout des Bandpass-Pulslängenmodulator-Schaltkreises

Im Zuge des Layoutentwurfs des BP-PLM-Schaltkreises wurden alle wesentlichen beim Layout des PLM angewendeten Methoden und gewonnenen Erkenntnisse wieder aufgegriffen und damit innerhalb kurzer Zeit vom durch den Autor betreuten Diplomanden *M. Haas-Zens* das Schaltkreisl layout erstellt. Das Ergebnis zeigt die Abbildung 3.20a in Form eines Chipfotos des produzierten Schaltkreises. In der oberen Bondpadreihe befinden sich neben Anschlüssen für Versorgungsspannung und Masse die vier Vorspannungseingänge der BP-PLM-Schaltung. Auf der linken Seite folgt dann der Eingang für das phasenmodulierte Trägersignal u_{ph} . Hierbei fiel die Entscheidung, den Eingang mit einem wechsellspannungsgekoppelten $50\ \Omega$ -Abschlusswiderstand zu versehen, um den sonst durch die Vorspannung von -500 mV verursachten, verhältnismäßig hohen Strom im Abschlusswiderstand zu vermeiden. Die Auslegung des Widerstands für einen Strom von mindestens 10 mA hätte zu einem nicht unerheblichen Flächenbedarf und damit auch zu einer erhöhten Kapazität gegenüber dem Substrat geführt, was in Anbetracht der geplanten hohen Eingangsfrequenz über 3 GHz sich ungünstig auf die Eingangsanpassung hätte auswirken können. Außerdem konnte durch die Wechsellspannungskopplung die auf dem Chip anfallende Verlustleistung um 5 mW gesenkt werden. Die Kopplung des Abschlusswiderstands zur Masse wird über zwei MIM-Kondensatoren mit jeweils $5,6\text{ pF}$ hergestellt. In der unteren Reihe befinden sich die beiden Eingänge für die Hüllkurvensignale s_h und $-s_h$. Da diese Signale lediglich Frequenzen im MHz-Bereich führen, wurde

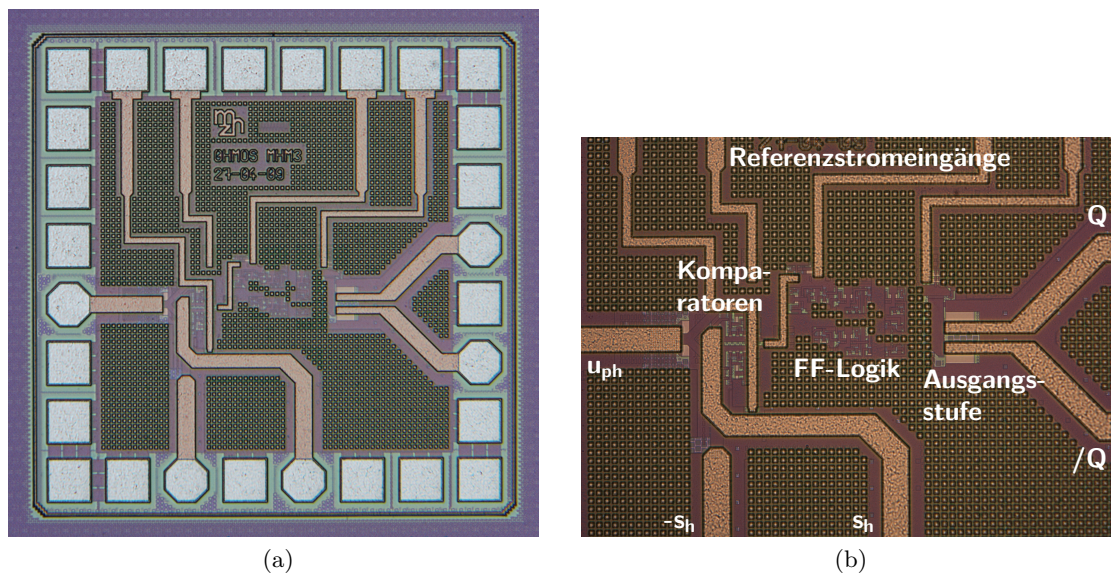


Abb. 3.20.: Chipfoto des BP-PLM-Schaltkreises mit Bondpads im $100\ \mu\text{m}$ -Raster (a). Detailansicht mit Bezeichnung der Baugruppen und Ein-/ Ausgangssignale (b). Die BP-PLM-Schaltung selbst nimmt eine Fläche von etwa $220\ \mu\text{m} \times 90\ \mu\text{m}$ ein und der gesamte Schaltkreis ist etwa $860\ \mu\text{m} \times 860\ \mu\text{m}$ groß.

auf Abschlusswiderstände innerhalb des Schaltkreises verzichtet. Im Bedarfsfall können diese leicht extern auf der Leiterplatte bestückt werden, auf welche der Chip montiert wird. Das symmetrische Ausgangssignal ist schließlich auf zwei Bondflächen an der rechten Seite des Chips geführt. Neben den zahlreichen für den Einsatz von HF-Messspitzen benötigten Masseverbindungen, sind an den noch freien Plätzen Bondpads für die Versorgungsspannung U_{EE} platziert, so dass der Schaltkreis über zahlreiche Verbindungsmöglichkeiten für eine sichere Stromversorgung verfügt. Zur Absicherung des Schaltkreises gegen mögliche Schäden durch elektrostatische Entladungen (ESD) bei der Handhabung ist zwischen der Versorgungsspannung U_{EE} und Masse ein ESD-Schutzelement auf dem Chip integriert, das allerdings durch Füllstrukturen verdeckt und daher nicht sichtbar ist. Das im Anhang A.2 abgebildete CAD-Layout des BP-PLM-Schaltkreises gibt eine Übersicht über die Belegung der Bondpads.

Der vergrößerte Chipfotoausschnitt (Abb. 3.20b) verdeutlicht die Anordnung der Baugruppen auf dem BP-PLM-Chip. Den größten Flächenanteil belegt das JR-Flipflop in der Mitte. Links davon sind die beiden Komparatoren angeordnet, wobei der große Abschlusswiderstand für das Eingangssignal u_{ph} gut zu erkennen ist. Schließlich befindet sich auf der rechten Seite am Ausgang des JR-Flipflops die Ausgangsstufe, welche mit den beiden, für einen Strom von 16 mA ausgelegten Kollektorwiderständen hervortritt. Die BP-PLM-Schaltung an sich nimmt eine Fläche von etwa $220\text{ }\mu\text{m} \times 90\text{ }\mu\text{m}$ ein. Darin sind insgesamt 70 HBTs, 58 Widerstände und 19 Kondensatoren enthalten. Die Stromaufnahme liegt abhängig von der eingestellten Ausgangssignalamplitude zwischen 35 mA und 45 mA, so dass sich zusammen mit der Versorgungsspannung von -3 V eine Leistungsaufnahme im Bereich von 105 mW bis 135 mW ergibt. Der BP-PLM-Schaltkreis hat Abmessungen von etwa $860\text{ }\mu\text{m} \times 860\text{ }\mu\text{m}$.

4. Messtechnische Charakterisierung der entworfenen Schaltkreise

Die entworfenen Modulatorschaltkreise sind einer ausführlichen messtechnischen Charakterisierung unterzogen worden. Dabei wurden eine Reihe von Kenngrößen in Zeit- und Frequenzbereich gemessen, wobei der Schwerpunkt auf Parametern lag, die für die praktische Anwendung besondere Relevanz haben, wie Fehlervektorbetrag (EVM) und Nachbarkanalleistungsverhältnis (ACPR).

4.1. Messungen am Pulslängenmodulator-Schaltkreis

4.1.1. Modulatormodul

Nach einigen grundlegenden Messungen zur Bestimmung der Funktionsfähigkeit des PLM-Schaltkreises mittels direkter Kontaktierung auf einem Waferprober zeigte sich, dass die Stabilität der Kontaktierung des Chips mit den entsprechenden Tastspitzen nicht ausreichte, um sicher reproduzierbare Messergebnisse zu erhalten. Außerdem ist für die spätere Ansteuerung einer Schaltverstärkerendstufe eine Montage des Chips auf einer Leiterplatte zur Vereinfachung der Handhabung wünschenswert. Vom Projektpartner *Airbus Defence and Space* wurde daher eine Leiterplatte entworfen und der in ein Gehäuse gebondete Chip zusammen mit weiteren Schaltungskomponenten darauf bestückt. Die Abbildung 4.1 zeigt das aufgebaute PLM-Modul. Neben Spannungsreglern zur Stromversorgung der Schaltung sind diverse Trimpotenzimeter zur Einstellung der Arbeitspunkte im PLM-Schaltkreis vorgesehen. Zur Ansteuerung des symmetrischen Takteingangs des Modulators ist ein aktiver Balun-Schaltkreis vorhanden, der die Versorgung der Platine mit einem einfachen, unsymmetrischen Sinussignal ermöglicht und dabei gleichzeitig die Einhaltung der erforderlichen Vorspannungen gewährleistet. Über den HF-Eingang des Moduls wird dann das mit Hilfe eines Vektorsignalgenerators erzeugte Messsignal eingespeist. Mit Hilfe einer integrierten Gleichspannungszuführung (Bias-T) wird dabei dem Modulatoreingang die benötigte Vorspannung zugeführt, so dass auf externe Bias-Ts verzichtet werden kann.

4.1.2. Zeitbereichssignal

Abbildung 4.2 zeigt die Ergebnisse einer Messung der Ausgangssignale des PLM im Zeitbereich, die mit einem Samplingoszilloskop *LeCroy SDA100G* mit 60 GHz-Samplingmodulen (*SE60*) durchgeführt wurde. Dabei wurde der PLM mit einer Taktfrequenz von 1,8 GHz und einem Eingangssignal von 450 MHz betrieben und die Messung direkt am Chip mittels Waferprober und abgesetzten Samplingmodulen ausgeführt. Von

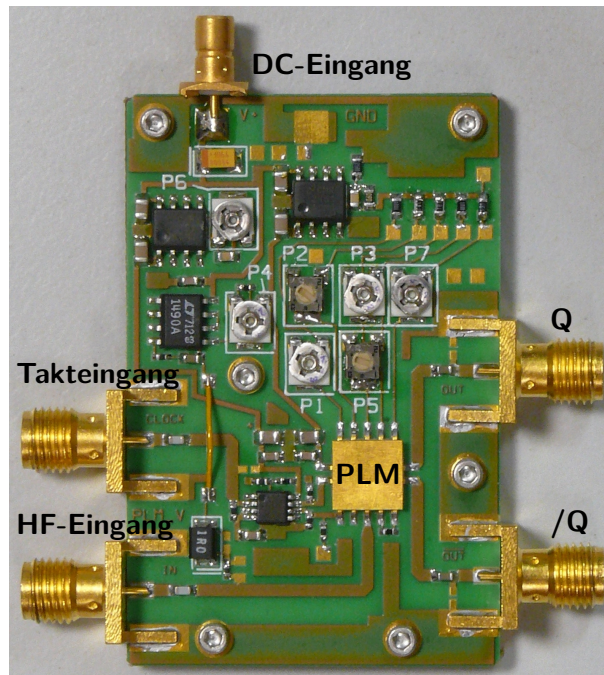


Abb. 4.1.: Testleiterplatte mit gehäustem PLM-Schaltkreis zur Durchführung von reproduzierbaren Messungen unter stabilen Kontaktbedingungen. Zusätzlich zum PLM-Schaltkreis sind auf der Leiterplatte Spannungsregler für die Stromversorgung, diverse Trimpmpotenziometer zur Einstellung der Arbeitspunkte der Schaltung, sowie ein aktiver Balun-Schaltkreis zur Ansteuerung des symmetrischen Takteingangs des PLM vorgesehen worden. Entwurf und Fertigung des Moduls: *Airbus Defence and Space GmbH*, Ulm.

dem aufgebauten Modulatormodul wurde an dieser Stelle noch kein Gebrauch gemacht. Zum Schutz der sensiblen Eingänge der Samplingmodule vor evtl. auftretenden Überspannungen wurden bei der Messung 3 dB Dämpfungsglieder vorgeschaltet, so dass die gemessenen Signalamplituden um den Faktor $1/\sqrt{2}$ vermindert dargestellt werden. Es ergeben sich Spitze-Spitze-Werte von $267\text{ mV}_{\text{ss}}$ für den nichtinvertierten und $290\text{ mV}_{\text{ss}}$ für den invertierten Ausgang, was etwa $377\text{ mV}_{\text{ss}}$ bzw. $410\text{ mV}_{\text{ss}}$ direkt am Ausgang des Modulators entspricht. Die Abweichung zwischen den beiden Kanälen ist sehr wahrscheinlich auf geringfügig unterschiedliche Übergangswiderstände bei der Kontaktierung des Chips zurückzuführen, welche infolge der relativ niedrigen Lastimpedanz ($50\ \Omega$) an den Ausgängen sich leicht auf die Amplitudenwerte auswirken können. Weiterhin weisen die Ausgangssignale mit $26,8\text{ ps}$ (t_r) und $25,2\text{ ps}$ (t_f) kurze Anstiegs- bzw. Abfallzeiten auf, woraus sich eine minimale Pulslänge von etwa 52 ps ergibt, bei der noch kein Einbruch der Signalamplitude stattfindet. Wie bereits in Kapitel 3 erläutert, wurde für den Betrieb des PLM-Schaltkreises eine Versorgungsspannung von -3 V gewählt, sodass die Ausgangssignale des Modulators ebenfalls eine Auslenkung in den negativen Bereich auf-

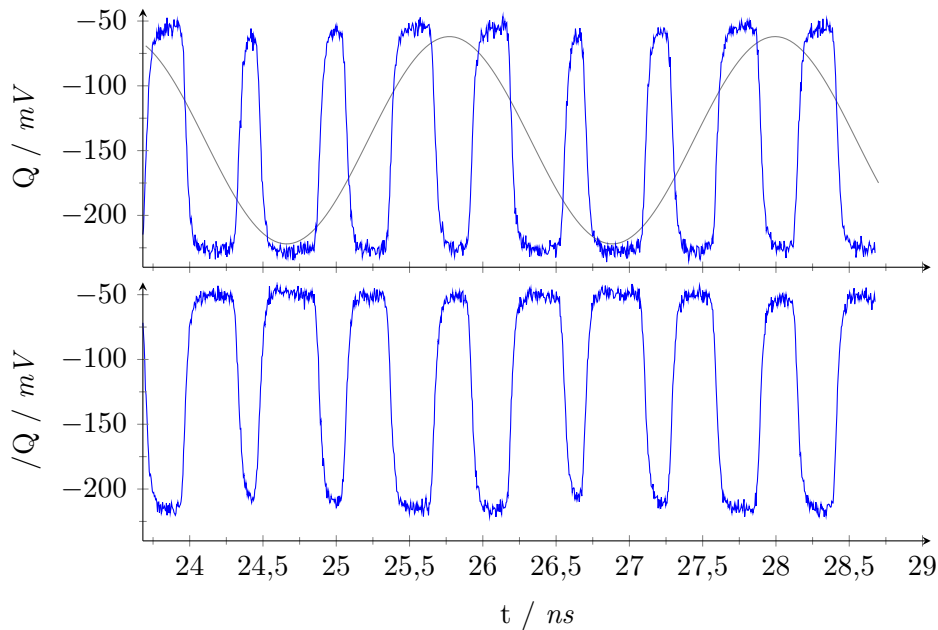


Abb. 4.2.: Ausgangssignale des PLM-Schaltkreises im Zeitbereich. Als Modulationssignal wird ein 450 MHz-Sinussignal mit -6 dBm bei einer Abtastfrequenz von 1,8 GHz verwendet. Die Eingänge des Samplingoszilloskops sind mit 3 dB-Dämpfungsgliedern versehen, so dass die Amplituden direkt am Modulatorausgang entsprechend größer sind. Das grau dargestellte Sinussignal verdeutlicht den Zusammenhang zwischen der Nutzsignalphase und dem zugehörigen Ausgangssignalpuls.

weisen. Die Signale haben daher Logikpegel von nahe 0 V (H-Pegel) und abhängig vom Referenzstrom der Ausgangsstufe bis zu etwa -400 mV (L-Pegel).

Insgesamt ist eine gute Übereinstimmung der Signalkenngrößen mit den beim Entwurf der Schaltung geplanten Werten zu beobachten.

4.1.3. Übertragungscharakteristik

Durch Messung der Nutzsignalleistung am nichtinvertierten Ausgang des PLM-Moduls mit Hilfe eines Spektrumanalysators (*Agilent E4448A*) wurde die Leistungsübertragungscharakteristik des Modulators bestimmt, um erste Erkenntnisse insbesondere im Hinblick auf die Linearität des Übertragungsverhaltens zu gewinnen. Von besonderem Interesse war dabei die Frage, durch welche Betriebsparameter das Übertragungsverhalten beeinflusst wird, weshalb verschiedene Kombinationen von Nutzsignal- und Taktfrequenz, sowie Symbolrate und Ladestrom des Dreiecksignalgenerators verwendet wurden. Abbildung 4.3a stellt die Ergebnisse für Messungen mit einem 450 MHz-QPSK-Signal mit 1 MSym/s Symbolrate dar, bei denen der Ladestrom des Dreieckgenerators variiert wur-

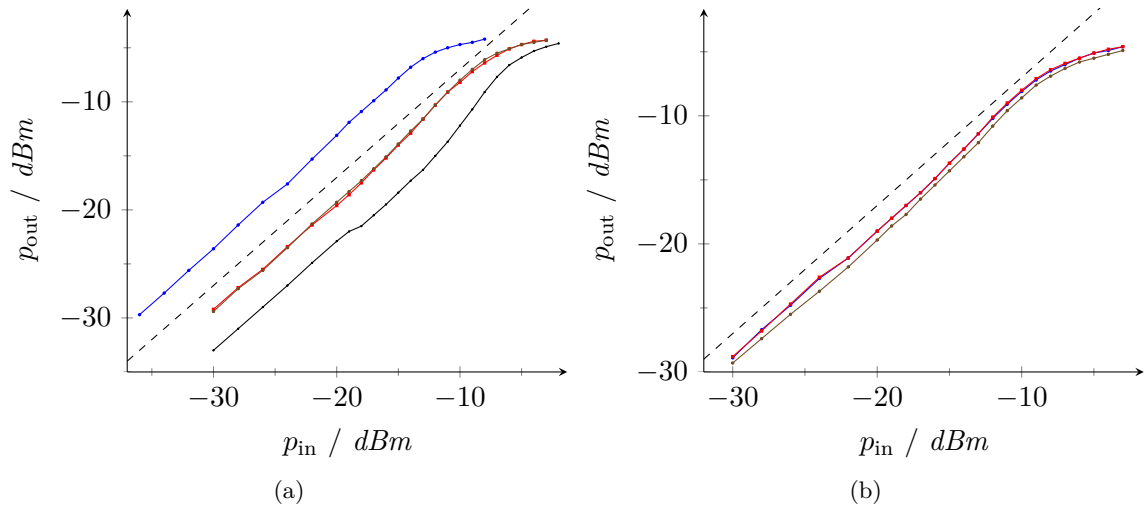


Abb. 4.3.: Übertragungscharakteristik beim PLM für QPSK- und 16QAM-Signale mit verschiedenen Kombinationen von Nutzsignal- und Taktfrequenz, Symbolrate, sowie Ladestrom des Dreiecksignalgenerators. Die Kurven bedeuten: (a) 450 MHz-QPSK mit f_{clk} bzw. I_C von --- 1,82 GHz / 0,5 mA; --- 1,8 GHz / 1 mA; --- 1,82 GHz / 1 mA; --- 1,82 GHz / 1,8 mA; (b) --- 450 MHz-16QAM mit 1 MSym/s; --- 450 MHz-16QAM mit 3,125 MSym/s und --- 900 MHz-16QAM mit 3,125 MSym/s, jeweils mit $f_{\text{clk}} = 1,82 \text{ GHz}$ und 1 mA Ladestrom. Zum Vergleich ist jeweils eine Gerade mit einer Steigung von eins eingezeichnet --- .

de. Bei einem Ladestrom von 0,5 mA ergibt sich ein geradliniger Anstieg der Ausgangsleistung mit nur geringen Abweichungen im Bereich von -25 dBm Eingangsleistung, bis schließlich bei etwa -11 dBm der 1 dB Kompressionspunkt erreicht wird. Die Modulatorschaltung weist hierbei eine Verstärkung von etwa 6 dB auf. Bei 1 mA Ladestrom wurden Messungen mit 1,8 GHz und 1,82 GHz Taktfrequenz des Modulators durchgeführt um festzustellen, welche Auswirkung auf das Übertragungsverhalten des Modulators die Überlagerung von Störlinien im Nutzspektrum hat. Die beiden Kurven verlaufen nahezu deckungsgleich, wobei sich bei 1,8 GHz geringe Abweichungen im Bereich von -19 dBm und beim Eintritt in die Kompression (-9 dBm) zeigen. Bei beiden Kurven liegt der 1 dB-Kompressionspunkt bei etwa -6 dBm. Im Bereich von ca. -18 dBm Eingangsleistung zeigt sich im Vergleich zu 0,5 mA eine etwas stärkere Eindellung, was insgesamt zu einer größeren Abweichung vom geradlinigen Verlauf führt. Die Verstärkung des Modulators beträgt hierbei etwa 1 dB. Dieses Verhalten tritt sehr deutlich bei der Kurve für 1,8 mA Ladestrom hervor. Nach zunächst geradlinigem Anstieg geht die Kurve bei -18 dBm in einen um 0,5 dB versetzten, aber weiter geraden Anstieg über, welcher mit einer Steigung von ebenfalls etwa eins erfolgt. Man kann dies beim Vergleich mit der eingezeichneten schwarz gestrichelten Gerade deutlich erkennen. Ab -12 dBm

wird der Kurvenverlauf dann steiler und verläuft weiter in einem geraden Abschnitt, bis bei etwa -7 dBm der Eintritt in die Kompression beginnt und bei ca. -4 dBm der 1 dB-Kompressionspunkt erreicht wird. Der PLM zeigt dabei eine Verstärkung im Bereich von -3 dB. Bei Betrachtung der ermittelten Verstärkungsfaktoren fällt auf, dass diese sich genau im Verhältnis zu den bei den Messungen eingestellten Ladeströmen verhalten. Dies ist auch so zu erwarten, da über die Höhe des Ladestroms ja direkt die Amplitude des damit generierten Dreiecksignals im Modulator festgelegt wird. Weiterhin sollte überprüft werden, ob die belegte Nutzsinalbandbreite bzw. -frequenz, sowie das verwendete Modulationsverfahren Auswirkungen auf das Übertragungsverhalten des Modulators haben. Dazu wurden weitere Messungen mit einem 16QAM-Signal mit Symbolraten von 1 MSym/s und 3,125 MSym/s bei 1 mA Ladestrom durchgeführt, da die belegte Bandbreite sich proportional zur Symbolrate verhält. Der auf den ersten Blick etwas ungewöhnliche Wert von 3,125 MSym/s wurde zur leichteren Vergleichbarkeit der Ergebnisse mit den späteren Messungen des BP-PLM gewählt, bei dem bedingt durch das Prinzip der verwendeten Testsignalgenerierung die Symbolrate nicht vollkommen frei gewählt werden kann. Die Abbildung 4.3b zeigt die ermittelten Messergebnisse. Bei 450 MHz sind die Kurvenverläufe deckungsgleich und entsprechen genau dem Verlauf beim QPSK-Signal. Bei einer Erhöhung der Nutzsinalfrequenz auf 900 MHz verschiebt sich die Kurve lediglich um etwa 1 dB nach unten und nimmt ansonsten den gleichen qualitativen Verlauf, was sehr wahrscheinlich auf die bei dieser Frequenz entsprechend erhöhte Dämpfung der Messkabel zurückzuführen ist. Ein erhöhter Einfluss von Störsignalen, die ja infolge des halbierten Überabtastfaktors stärker im Bereich des Nutzsignals auftreten, lässt sich nicht feststellen. Es zeigt sich erneut, dass die Wahl eines nicht ganzzahligen Vielfachen zwischen Nutzsinal- und Taktfrequenz (1,82 GHz/450 MHz bzw. 900 MHz) des Modulators günstig ist, da dann die Störsignale nicht direkt auf die Nutzsinalfrequenz fallen (vgl. Kap. 2.1.3). Weiterhin scheint die Bandbreite des Nutzsignals, sowie die verwendete Modulationsart nahezu keine Rolle zu spielen. Zwischen Messungen mit QPSK und 16QAM sind bei ansonsten gleichen Parametern Pegelabweichungen der Ausgangssignalleistung von weniger als 0,5 dB festzustellen, was im Bereich der Messgenauigkeit liegt. Insbesondere der unterschiedliche Crestfaktor des Nutzsignals von 5,4 dB bei QPSK und 8 dB bei 16QAM wirkt sich offenbar kaum aus.

4.1.4. Ausgangsspektrum

Nachdem in Kapitel 2.1.2 das Spektrum eines pulslängenmodulierten Signals betrachtet wurde, ist natürlich auch ein Blick auf die spektralen Eigenschaften des realen Ausgangssignals des PLM von Interesse. Zu diesem Zweck werden daher die Ergebnisse von Messungen am nichtinvertierten Ausgang des PLM-Moduls mittels eines Spektrumanalysators *Agilent E4448A* wiedergegeben. Die Abbildung 4.4 vermittelt einen Überblick über die Struktur des Spektrums und stellt eine Bandbreite von 10 GHz dar, um auch noch einige Details abbilden zu können. Mit einer Eingangsleistung von -12 dBm wurde der Modulator dabei etwa 6 dB unterhalb seines 1 dB-Kompressionspunktes betrieben. Das Taktsignal des Modulators, welches die Grundfrequenz des Rechtecksignals am Modulatorausgang darstellt, besitzt im Spektrum die größte Amplitude. Als zweitstärks-

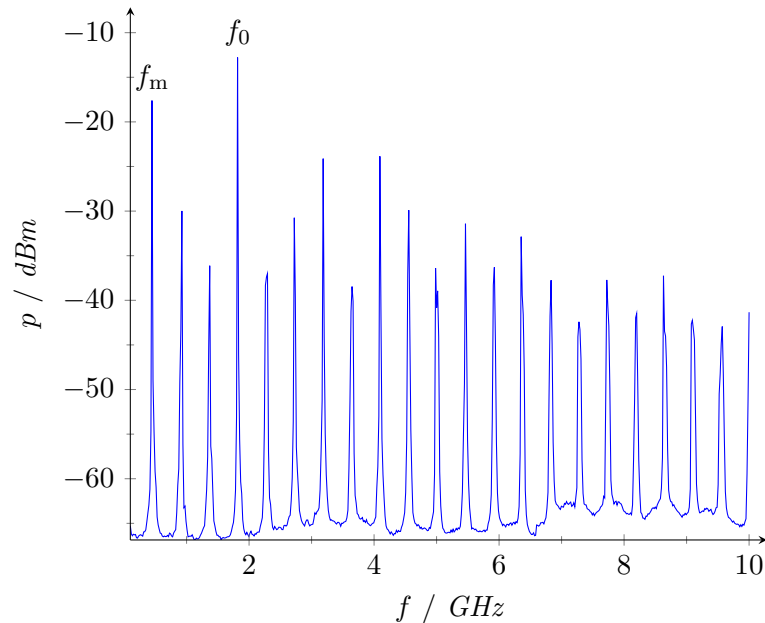


Abb. 4.4.: Spektrum eines QPSK-Signals am Ausgang des PLM. Taktfrequenz $f_0 = 1,82$ GHz; Nutzsignal $f_m = 450$ MHz mit $3,125$ MSym/s; $p_{\text{in}} = -12$ dBm.

te Komponente tritt das eigentliche QPSK-Nutzsignal bei 450 MHz auf. Im Abstand der Modulationssignalfrequenz treten nun über das gesamte Spektrum Spektralkomponenten auf, die einerseits von den Harmonischen des Taktsignals und andererseits durch Überlagerung von Teilspektren gebildet werden, welche jeweils symmetrisch um die Taktsignalarmonischen angeordnet sind (s. Kap. 2.1.2). Diese unerwünschten Spektralkomponenten erreichen abhängig von der Aussteuerung dabei Pegel, welche nahezu an den Nutzsignalpegel heran reichen. Im gezeigten Beispiel liegt der Pegel des Signals bei 4,05 GHz nur etwa 7 dB unterhalb der Nutzsignalleistung. Man kann sich daher leicht vorstellen, dass die im Ausgangssignal sichtbaren Spektrallinien mit einer deutlichen Begrenzung der bei der PLM erreichbaren Kodiereffizienz verbunden sind. Insgesamt erstreckt sich das Spektrum des PLM-Signals bis in einen Bereich von etwa 20 GHz, in dem die Spektrallinien dann soweit abgeklungen sind, dass sie im Rauschflur verschwinden.

Die Abbildung 4.5 vermittelt einen detaillierteren Einblick in die Verhältnisse im Ausgangsspektrum des PLM. Hierbei wurde der Modulator wie zuvor mit einem 450 MHz-QPSK-Nutzsignal betrieben und die Taktfrequenz zunächst auf 1,8 GHz eingestellt. Das Spektrum (Abb. 4.5a) zeigt wie erwartet neben dem Nutzsignal und der 1. Harmonischen des Taktsignals, welche den vergleichsweise höchsten Pegel aufweist, auch Harmonische mit der doppelten und dreifachen Nutzsignalfrequenz. Ansonsten sind im Spektrum keine weiteren Signale sichtbar und zwischen den Spektrallinien zeigt sich lediglich ein flach ausgeprägter Rauschflur. Eine vergrößerte Darstellung in 100 MHz Bandbreite (4.5c) zeigt die typische Gestalt des Spektrums eines QPSK-Signals mit einem rechteckför-

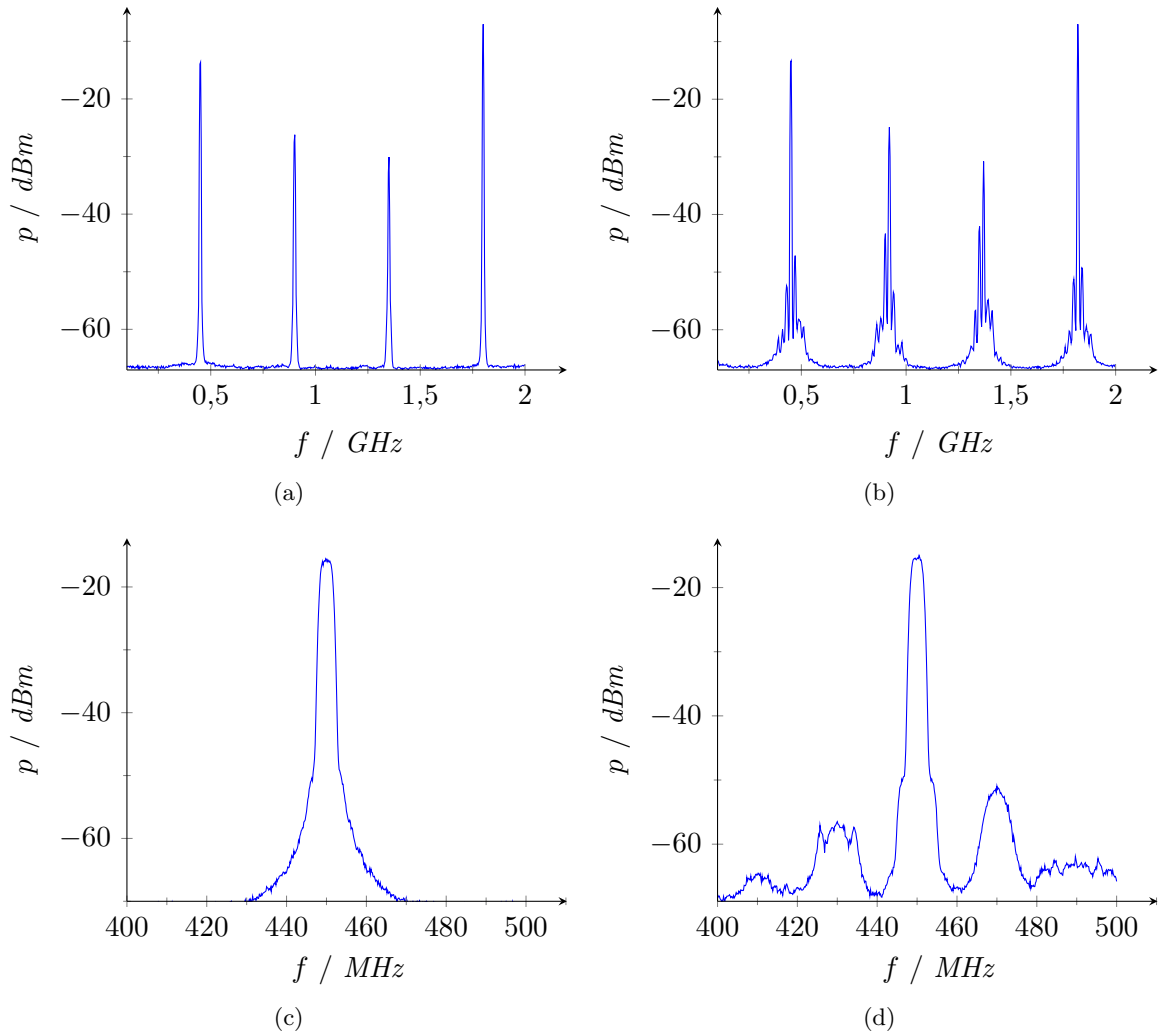


Abb. 4.5.: Spektrum eines QPSK-Signals (3,125 MSym/s) am Ausgang des PLM in 100 MHz und 2 GHz Bandbreite. Taktfrequenz: 1,8 GHz (a, c) und 1,82 GHz (b, d); $p_{\text{in}} = -12 \text{ dBm}$.

migen Verlauf, wobei hier allerdings im Bereich von Pegeln kleiner als etwa -50 dBm sich eine glockenförmige Verbreiterung an den ansonsten scharf begrenzten Verlauf anschließt. Der Vergleich mit dem im Anhang abgebildeten Spektrum des Ausgangssignals des verwendeten Signalgenerators *R&S SMIQ* (Abb. A.7b) zeigt deutlich die Aufweitung des „Sockels“ im QPSK-Spektrum. Die Verhältnisse im Ausgangsspektrum ändern sich deutlich, wenn die Taktfrequenz des PLM auf 1,82 GHz eingestellt wird und damit nicht mehr genau der vierfachen Nutzfrequenz entspricht. Die Harmonischen des Nutz- und Taktsignals sind nun von zahlreichen Seitenlinien umgeben, deren Amplituden zum einen recht schnell abfallen, aber auch eine auffällige Unsymmetrie zeigen (Abb. 4.5b).

An dieser Stelle bestätigen sich die theoretischen Voraussagen aus Kapitel 2.1.2 über die grundsätzliche Gestalt des PLM-Spektrums. Die Vergrößerung in Abbildung 4.5d verdeutlicht nochmals den beobachteten Effekt. Jeweils 20 MHz unter- und oberhalb des Nutzsignals befinden sich Störsignalkomponenten, wobei der Abstand genau der Differenz zwischen der Taktsignalfrequenz und der vierfachen Nutzsignalfrequenz entspricht. Die Verbreiterung des unteren Bereichs des Nutzsignalspektrums fällt deutlich geringer aus und stimmt praktisch mit dem Verlauf im Spektrum des Eingangssignals des PLM überein. Bei einer Veränderung der Taktfrequenz in Richtung 1,8 GHz bewegen sich die Störsignalkomponenten auf das Nutzsignal zu, d. h. der Abstand zwischen den Signalen schwindet und die Signale laufen schließlich ineinander. Wird nun bei 1,8 GHz exakt ein ganzzahliges Vielfaches der Nutzsignalfrequenz erreicht, überlagern sich die Komponenten, wodurch sich auch die Aufweitung des „Sockels“ des Nutzsignals erklären lässt. Das Spektrum macht deshalb dabei einen „aufgeräumten“ Eindruck, der allerdings täuscht, da die direkt im Nutzsignalband auftretenden Störsignale zu starken Beeinträchtigungen des Nutzsignals führen. Die Auswirkungen dieses Verhaltens der Störsignale wird u. a. auch bei den weiter unten erläuterten Messungen des Fehlervektorbetrags des PLM deutlich.

Aus den Messungen lässt sich eine wichtige Erkenntnis für den Betrieb des PLM ableiten: Durch gezielte Vermeidung ganzzahliger Vielfacher zwischen Nutzsignal- und Taktfrequenz können die Störsignalkomponenten im Spektrum so positioniert werden, dass eine Überlagerung mit dem Nutzsignal vermieden und eine ausreichende Unterdrückung der Störsignale durch das Ausgangsfilter des Schaltverstärkers ermöglicht wird. Außerdem kann mit dieser Methode der Überabtastfaktor verringert und so z. B. bei einer Taktfrequenz um 1,8 GHz ein 900 MHz-Nutzsignal übertragen werden, wie später noch gezeigt wird.

4.1.5. Betrag des Fehlervektors

Eine wichtige Messgröße zur Beurteilung der Übertragungsqualität eines modulierten HF-Signals innerhalb eines Kommunikationssystems ist der *Betrag des Fehlervektors*, *error vector magnitude*, *EVM*. Dieser Parameter beschreibt die Abweichung von gemessenen Konstellationspunkten des demodulierten HF-Signals von den idealen, ungestörten Positionen im Konstellationsdiagramm. Die Abbildung 4.6 verdeutlicht die Zusammenhänge. Die Position eines realen Symbols S_r im Konstellationsdiagramm weist bedingt z. B. durch Rauschen, Kompression im Ausgangsverstärker und Quadraturfehler des Lokaloszillators am I/Q-Modulator Abweichungen in Amplitude und Phase von der idealen Symbolposition S_i auf. Aus der vektoriellen Differenz zwischen dem empfangenen Symbol und der zugehörigen idealen Symbolposition kann nun ein Fehlervektor \vec{EV} berechnet werden. Durch Mittelung der Beträge der Fehlervektoren einer großen Anzahl von Symbolen des empfangenen HF-Signals und geeignete Normierung erhält man dann einen Effektivwert (EVM_{rms}) des Fehlervektors als charakteristische Messgröße für die Güte der Übertragung des Nachrichtensignals. In bestimmten Fällen ist ebenfalls die Angabe des größten gemessenen Fehlervektorbetrags (EVM_{pk}) sinnvoll, beispielsweise um den Eintritt in den Bereich der Kompression bei Verstärkern genau erkennen zu können.

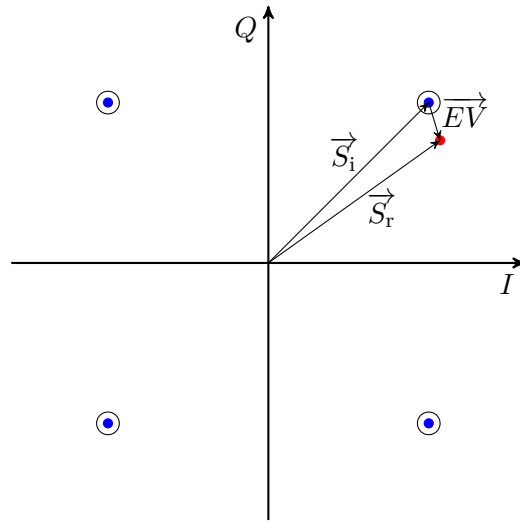


Abb. 4.6.: Darstellung des Fehlervektors \vec{EV} bei einer digitalen Modulation im Konstellationsdiagramm am Beispiel QPSK. Er wird gebildet aus der vektoriellen Differenz zwischen einem idealen, d. h. fehlerfreien Symbol S_i (blau) und dem realen, fehlerbehafteten Symbol S_r (rot). Die Radien der Kreise um die idealen Symbolpositionen entsprechen einem Fehlervektorbetrag von 5 %.

Wichtig bei der Betrachtung von EVM-Werten ist, dass es unterschiedliche Definitionen für die Berechnung der Werte gibt, die eine direkte Vergleichbarkeit von Messwerten unter Umständen erschweren. Für EVM-Messungen an allgemeinen digitalen Modulationssignalen, wie z. B. QPSK- oder QAM-Signalen, gilt folgende Definition [97]

$$EVM_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\vec{EV}(k)|^2}{\max |\vec{REF}(l)|^2}} \cdot 100\% \quad (4.1)$$

Der Effektivwert der in einem Messintervall von N Symbolen gemessenen Fehlervektoren wird hierbei auf die Spitzenleistung der im Messempfänger berechneten Referenzsymbole normiert. Beim WCDMA- bzw. UMTS-Standard wird hingegen die mittlere Leistung der Referenzsymbole als Normierung für die mittlere Fehlervektorleistung verwendet, was zu folgender Beziehung führt [98]:

$$EVM_{\text{rms}_{\text{wcdma}}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} |\vec{EV}(k)|^2}{\sum_{l=0}^{N-1} |\vec{REF}(l)|^2}} \cdot 100\% \quad (4.2)$$

Für die Messungen des EVM am PLM wurden QPSK- und 16QAM-Messsignale verwendet, da dafür ein geeigneter Messempfänger zur Verfügung stand. Für die Messwerte gilt daher die Beziehung 4.1. Um die gemessenen EVM-Werte besser bewerten zu können, ist die Kenntnis der Qualität der mit Hilfe eines Vektorsignalgenerators *RES SMIQ* erzeugten Messsignale hilfreich. Die Tabelle 4.1 vermittelt einen Überblick über die ermittelten

Werte des Signalgenerators. Hierbei wurden Signalpegel gewählt, bei denen der PLM einerseits voll ausgesteuert (-8 dBm bzw. -9 dBm) und andererseits mit etwa 10 dB Backoff (-20 dBm) in einem Bereich mit eher geringen Verzerrungen betrieben wird. Die EVM-Werte des Signalgenerators sind praktisch unabhängig vom Pegel des Messsignals und es ist im Vergleich zu 450 MHz bei 900 MHz bei allen Modulationsarten und Symbolraten eine minimale Verbesserung der Messwerte feststellbar. Weiterhin ist auffallend, dass bei gleicher Symbolrate 16QAM-Signale stets ein etwas geringeres EVM aufweisen. Offenbar sind aber die Signalverzerrungen von der Symbolrate und damit auch der belegten Bandbreite abhängig, welche beim verwendeten RRC-Filter mit $\alpha = 0,22$ zahlenmäßig etwa der Symbolrate entspricht. Insbesondere das bei 900 MHz mit 16QAM und 1 MSym/s gemessene Minimum für den EVM-Effektivwert von 0,37 % stellt einen hervorragenden Wert dar und zeigt, dass der verwendete Signalgenerator Messsignale mit sehr hoher Qualität bereitstellen kann.

Zunächst soll wie bereits im Falle der Übertragungscharakteristik der Einfluss des Ladestroms und der Abtastfrequenz auf das EVM des Modulatorausgangssignals bestimmt werden. Als Modulationssignal wird hierbei ebenfalls ein 450 MHz-QPSK-Signal mit 1 MSym/s Symbolrate und RRC-Filterung ($\alpha = 0,22$) verwendet. Beim Vergleich der

Modulation	$p_{\text{out}} / \text{dBm}$	$EVM_{\text{rms}} / \%$	$EVM_{\text{pk}} / \%$
450 MHz:			
QPSK; 1 MSym/s	-8,3	0,57	1,4
	-20,3	0,57	1,4
QPSK; 3,125 MSym/s	-8,2	1,38	2,9
	-20,2	1,38	3
16QAM; 1 MSym/s	-8,2	0,39	0,97
	-20,2	0,38	1,1
16QAM; 3,125 MSym/s	-9,2	1,01	2,4
	-20,5	1,02	2,2
900 MHz:			
QPSK; 1 MSym/s	-8,4	0,53	1,5
	-20,4	0,53	1,2
QPSK; 3,125 MSym/s	-8,3	1,35	3
	-20,6	1,33	2,7
16QAM; 1 MSym/s	-8,3	0,37	0,96
	-20,6	0,37	0,91
16QAM; 3,125 MSym/s	-9,3	0,99	2,2
	-20,3	0,97	2

Tabelle 4.1.: EVM-Messwerte für den verwendeten Vektorsignalgenerator *SMIQ* bei 450 und 900 MHz. Die Ausgangssignalpegel sind so eingestellt, dass am Signalanalysator Leistungswerte von genau -8 bzw. -9 dBm und -20 dBm gemessen werden.

Kurven für 1 mA Ladestrom in Abbildung 4.7a haben die EVM-Messwerte für 1,8 GHz und 1,82 GHz Abtastfrequenz zunächst einen nahezu gleichen Verlauf mit niedrigen Werten im Bereich von 1 %. Ab -19 dBm Eingangsleistung aber steigen die Werte für 1,8 GHz deutlich an und verlaufen streckenweise etwa 1 dB oberhalb der in diesem Bereich ebenfalls ansteigenden Kurve für 1,82 GHz, bis sich der Abstand bei -8 dBm Eingangsleistung wieder auf 0,5 dB verringert. Es zeigt sich hier deutlich, dass die im Spektrum beobachtete Überlagerung von Störsignallinien mit dem Nutzsignalband bei 1,8 GHz Abtastfrequenz auch negative Einflüsse auf das EVM-Verhalten des Modulators hat. Alle weiteren Messungen wurden daher mit einer Abtastfrequenz von 1,82 GHz durchgeführt, bei der die unmittelbar benachbarten Störsignalbänder 20 MHz Abstand zum Nutzsignalband haben. Bei 0,5 mA Ladestrom ergibt sich über einen weiten Bereich von -35 dBm bis etwa -25 dBm Eingangsleistung ein praktisch deckungsgleicher Verlauf mit den Kurven für 1 mA, in dem die EVM-Werte mit etwa 0,8 % den Eigenfehler des Signalgenerators nur um ca. 0,2 % übertreffen. Dann aber ergibt sich bis -20 dBm ein Anstieg um ca. 1 %, welcher dann aber wieder auf 1,3 % abfällt bis bei etwa -15 dBm der Übergang in die Kompression der Übertragungscharakteristik erfolgt. Interessanterweise hat die Spitze dieses „Hügels“ im EVM-Verlauf einen Abstand zur Aussteuerungsgrenze des Modulators von etwa 5 dB, was ziemlich genau dem Crestfaktor des verwendeten QPSK-Signals (5,4 dB) entspricht. Die mit relativ geringer Häufigkeit auftretenden Spitzensignalamplituden erreichen dann bereits den Kompressionsbereich, was infolge des dort ausgeprägt nichtlinearen Übertragungsverhaltens zum Anstieg des gemessenen EVM führt. Der erneute Abfall der Messwerte kann auch in der Art der Berechnung der EVM-Effektivwerte

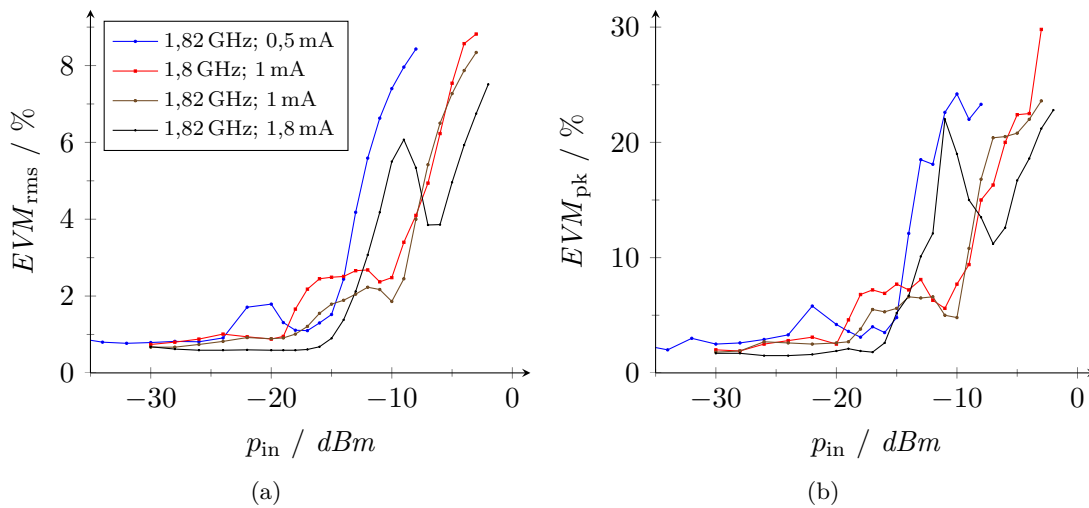


Abb. 4.7.: EVM-Messergebnisse beim PLM für ein 450 MHz-QPSK-Signal mit 1 MSym/s Symbolrate. Bei den Messungen wurden die Taktfrequenz des Modulators, sowie der Ladestrom des Dreiecksignalgenerators variiert. Dargestellt sind die EVM-Effektivwerte (a) und -Spitzenwerte (b).

begründet liegen (s. Gleichung 4.1). Da in der Häufigkeitsverteilung des QPSK-Signals der Schwerpunkt der auftretenden Amplituden sich im Bereich der Beträge der eigentlichen QPSK-Symbole befindet und diese hier noch im linearen Übertragungsbereich liegen, wächst auch die Leistung der als Normierung verwendeten Symbole mit steigender Eingangsleistung proportional an. Wenn nun aber der Effektivwert der Beträge der Fehlervektoren trotz Kompression der Amplitudenspitzen nicht mehr in gleicher Weise ansteigt, ergibt sich durch die verwendete Normierung eine Verringerung der EVM-Werte. Der Eintritt in die Kompression und damit das Erreichen des oberen Endes des Aussteuerbereiches des Modulators, ist für alle gemessenen Kurven sehr gut an dem scharfen Knick und nachfolgendem steilen Anstieg der Messwerte für die EVM-Spitzenwerte zu erkennen (s. Abbildung 4.7b). Die Messwerte für 1,8 mA Ladestrom bewegen sich bis -16 dBm Eingangsleistung mit etwa 0,6 % auf praktisch dem gleichen Niveau, wie die Verzerrungen des Signalgenerators an sich, d. h. in diesem Leistungsbereich überträgt der Modulator das Signal nahezu unverzerrt und mit ca. 0,2 % besseren Werten, als bei den Messungen mit geringeren Ladeströmen. Da der höhere Ladestrom zu einer größeren Dreieckssignalamplitude führt, wird der Modulator bei den kleinen Nutzsignalamplituden in diesem Bereich nur gering angesteuert, da ja das Verhältnis zwischen Nutzsignal- und Dreieckssignalamplitude den Aussteuergrad bestimmt. Nichtlinearitäten der Dreieckssignalfanke wirken sich daher nur in geringem Maße aus. Ebenso verhält es sich mit Verzerrungen durch das nichtideale Umschaltverhalten des Komparators, da die vergrößerte Dreieckssignalamplitude durch ihre größte Steilheit zu einem schnelleren Durchlaufen des Umschaltpunktes des Komparators führt. Bei -15 dBm Eingangssignalleistung beginnt ein starker Anstieg der EVM-Werte bis -9 dBm, wonach diese wieder abfallen und dann bei etwa -7 dBm in den Bereich der Kompression eintreten. Der frühzeitige Anstieg ist auf die bei dem hohen Ladestrom verschlechterte Signalform des Dreieckssignals zurückzuführen, wobei die nachfolgende erneute Verringerung der Werte durch den bereits beschriebenen Effekt bei der Berechnung der Messwerte hervorgerufen sein kann. Auf jeden Fall schränkt der frühe Anstieg der Verzerrungen den nutzbaren Eingangssignalepegelbereich stark ein und zeigt, dass der Betrieb bei derart hohen Ladeströmen vermieden werden sollte. Der Betrieb mit 1 mA stellt einen günstigen Kompromiss dar, weshalb die weiteren Messungen damit durchgeführt werden.

Wie bereits erwähnt, besteht durch geschickte Wahl des Verhältnisses zwischen Abtast- und Nutzsignalfrequenz die Möglichkeit, den Überabtastfaktor beim Betrieb des PLM zu verringern und so bei konstanter Abtastfrequenz die Nutzsignalfrequenz zu vergrößern. In der folgenden Abbildung 4.8 sind die Ergebnisse einer Messung mit einem 900 MHz-QPSK-Signal (1 MSym/s) dargestellt, also einer im Vergleich zu den bisherigen Messungen verdoppelten Nutzsignalfrequenz. Dort ist ebenfalls das Ergebnis einer Messung zu der Frage dargestellt, welchen Einfluss die Symbolrate und damit die vom Nutzsignal belegte Bandbreite auf das Übertragungsverhalten des Modulators hat. Zu diesem Zweck wurde ein 450 MHz-QPSK-Signal bei einer auf 3,125 MSym/s erhöhten Symbolrate verwendet. Diese etwas ungewöhnliche Symbolrate wurde gewählt, um die Messwerte besser mit den Ergebnissen der späteren BP-PLM Messungen vergleichen zu können, bei denen diese Symbolrate den Betrieb der Signalgeneratoren mit ganzzahligen

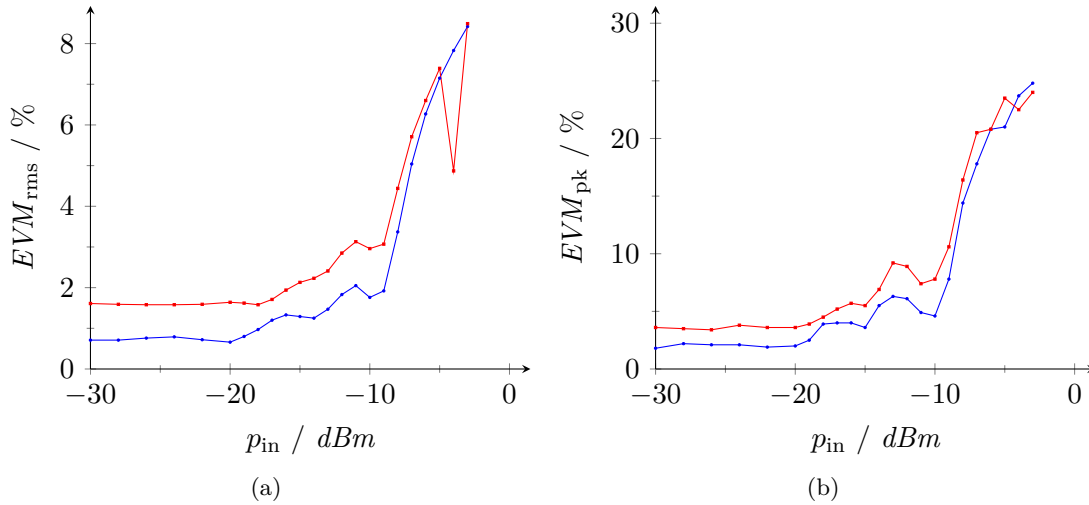


Abb. 4.8.: EVM-Messergebnisse beim PLM für Nutzsignale mit QPSK-Modulation bei 450 MHz und 900 MHz bei verschiedenen Symbolraten und 1 mA Ladestrom. Die Kurven bedeuten: — 900 MHz-QPSK mit 1 MSym/s und — 450 MHz-QPSK mit 3,125 MSym/s. Dargestellt sind die EVM-Effektivwerte (a) und -Spitzenwerte (b).

Taktfrequenzen ermöglicht. Die Abtastfrequenz beträgt wie bei allen weiteren EVM-Messungen 1,82 GHz. Zunächst ist es ein überraschendes Ergebnis, dass die Werte für 900 MHz deutlich unterhalb der Kurve für 450 MHz liegen und der Abstand zwischen den, zumindest bis -20 dBm Eingangsleistung nahezu parallel verlaufenden Kurven recht genau der Differenz der Eigenfehler des Signalgenerators bei den entsprechenden Frequenzen und Symbolraten entspricht. Die Werte bei 900 MHz sind sogar noch um einige Promille besser, als bei der entsprechenden Messung bei 450 MHz (Abbildung 4.7a) und es ist bei niedrigen Eingangsleistungen bis -20 dBm eine Erhöhung des EVM des vom Signalgenerator bereitgestellten Messsignals um lediglich etwa 0,2 % zu beobachten. Der beste EVM-Effektivwert von 0,66 % wird dabei bei -20 dBm erreicht. Für die erhöhte Symbolrate von 3,125 MSym/s verschlechtert sich das EVM über weite Bereiche der Eingangsleistung nur um etwa 0,3 %, also ein praktisch identischer Wert. Dies lässt den Schluss zu, dass das EVM-Verhalten des PLM, zumindest bei Symbolraten im gemessenen Bereich, nahezu unabhängig von der Symbolrate bzw. Bandbreite des Nutzsignals ist.

Abschließend wurden noch einige Kombinationen verschiedener Signalparameter bei 16QAM-Signalen vermessen, um einen eventuellen Einfluss eines höheren Nutzsignalcrestfaktors, bzw. einer Signalamplitudenstatistik sichtbar zu machen. Die Resultate zeigt die Abbildung 4.9. Wie bei den vorherigen Messungen wurde ein Ladestrom von 1 mA und eine Taktfrequenz von 1,82 GHz verwendet. Die Kurven für 450 MHz und 900 MHz bei einer Symbolrate von jeweils 3,125 MSym/s liegen über einen weiten Ein-

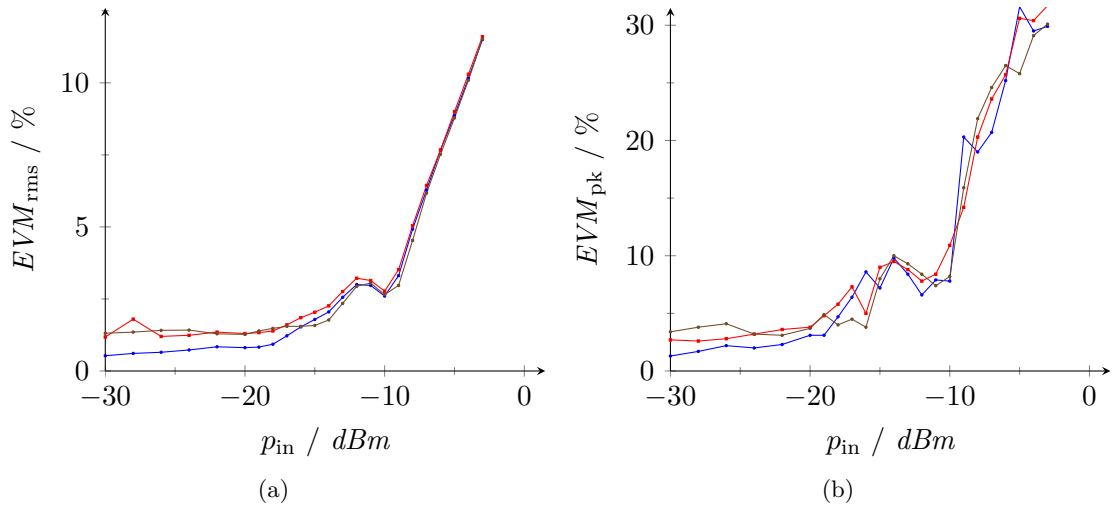


Abb. 4.9.: EVM-Messergebnisse beim PLM für 16QAM-Signale mit 1 MSym/s und 3,125 MSym/s Symbolrate bei 450 MHz und 900 MHz und 1 mA Ladestrom. Die Kurven bedeuten: — 450 MHz-16QAM mit 1 MSym/s; — 450 MHz-16QAM mit 3,125 MSym/s und — 900 MHz-16QAM mit 3,125 MSym/s. Dargestellt sind die EVM-Effektivwerte (a) und -Spitzenwerte (b).

gangspegelbereich nahezu übereinander, wobei das 900 MHz-Signal im Bereich um -15 dBm etwas bessere Werte liefert. Im Vergleich zur Messung bei 450 MHz und 1 MSym/s zeigt sich zunächst ein Abstand zwischen den Kurven, der in etwa der Differenz der EVM-Werte des verwendeten Signalgenerators entspricht. Zu höheren Eingangsleistungen hin ab ca. -20 dBm nähern sich die Kurven aber immer weiter aneinander an, bis sie beim Erreichen der Vollaussteuerung des Modulators nahezu übereinander verlaufen. Der Modulator zeigt also ein Verhalten, welches eine große Ähnlichkeit zu den vorherigen Messungen mit QPSK-Signalen aufweist. Insbesondere hat die Nutzsignalfrequenz praktisch keinen Einfluss auf die Messergebnisse. Die erhöhten EVM-Werte bei Vergrößerung der Symbolrate können weitgehend auf die dabei ebenfalls erhöhten Werte des Signalgenerators zurückgeführt werden, so dass die bei den QPSK-Messungen getroffenen Schlussfolgerungen untermauert werden können. Das Signalübertragungsverhalten des PLM erscheint zumindest im untersuchten Nutzsignalfrequenzbereich nahezu unabhängig von der verwendeten Symbolrate und damit Signalbandbreite, sowie der Nutzsignalfrequenz.

4.1.6. Nachbarkanalleistungsverhältnis

Neben dem Betrag des Fehlervektors (EVM) ist das *Nachbarkanalleistungsverhältnis* eine für die Anwendung von drahtlosen Kommunikationssystemen wichtige Kenngröße. Es wird in der Regel als *ACPR*, *Adjacent Channel Power Ratio* oder auch *ACLR*, *Adjacent Channel Leakage Ratio* angegeben und ist ein Maß für das Auftreten von Störsignalen im dem Nutzsignalkanal benachbarten Kanal, welche durch unerwünschte, aber eben

nie ganz zu vermeidende nichtlineare Verzerrungen bei der Übertragung des Nutzsignals erzeugt werden. Da die belegte Bandbreite von Kommunikationssystemen in der Praxis eine wertvolle Resource ist, müssen Übertragungskanäle in möglichst geringem Abstand eng gestaffelt im Spektrum angeordnet werden. Nichtlineare Verzerrungen wirken dann aber direkt als Störsignal im Nachbarkanal und beeinträchtigen dort die Signalübertragungsqualität. Besonders kritisch sind die Verhältnisse bei Systemen, die zur Trennung von Sende- und Empfangssignalen Frequenzmultiplex verwenden (z. B. UMTS). Das Empfangssignal der Basisstation (Uplink) befindet sich dort in unmittelbarer Nähe zum Sendesignal der Station (Downlink), wodurch sich Nachbarkanalstörungen verheerend auf das Empfangssignal auswirken würden. Aus diesen Gründen ist das Nachbarkanalleistungsverhältnis eine fundamentale Messgröße für die Beurteilung der eingesetzten Baugruppen, für die häufig strenge Anforderungen gelten (z. B. [98]) und deren Einhaltung dementsprechend anspruchsvoll ist. Normalerweise wird bei der ACPR-Messung neben dem Leistungsverhältnis zum direkt benachbarten Kanal auch der übernächste Kanal betrachtet. Im Falle von *UMTS*, bei dem ein Übertragungskanal eine Bandbreite von 3,48 MHz hat, sind für die Messung des ACPR Kanalabstände von 5 MHz und 10 MHz definiert [78, 98]. Da bei der Verwendung einer geringeren Symbolrate bei einer Messung mit unveränderten Kanalabständen, infolge der kleineren belegten Bandbreite, das Störsignal nur noch teilweise in den Messkanal fallen würde, ist es sinnvoll, in diesem Fall auch die Kanalabstände anzupassen und diese proportional zur Bandbreite des Messsignals zu skalieren. Wie in den vorhergehenden Abschnitten bereits erläutert, wurde bei den Messungen mit dem PLM zunächst eine Symbolrate von 1 MSym/s verwendet. Zur aussagekräftigen Messung des ACPR wurden daher dabei Kanalabstände von 1,5 MHz und 3 MHz gewählt und eine Messbandbreite von 1,1 MHz verwendet. Bei ebenfalls durchgeführten Messungen mit 3,125 MSym/s besteht hinsichtlich der belegten Bandbreite nur eine marginale Differenz zu 3,48 MHz, so dass in 3,5 MHz Bandbreite mit Kanalabständen von 5 MHz und 10 MHz gemessen wurde. Um die Messwerte besser bewerten bzw. vergleichen zu können, ist wie schon zuvor bei den EVM-Messungen zunächst der verwendete Vektorsignalgenerator *R&S SMIQ* charakterisiert worden. Hierbei wurden allerdings einheitliche Kanalabstände von 5 MHz und 10 MHz verwendet, so dass der direkte Vergleich zwischen dem ACPR des Signalgenerators und den beim PLM gemessenen Werten am ehesten für 3,125 MSym/s sinnvoll ist. Für den Vergleich der Messwerte des Generators untereinander sind aber evtl. doch einheitliche Kanalabstände von Vorteil. Einen Überblick über die ermittelten Werte gibt die Tabelle 4.2. Dort fällt zunächst auf, dass die Ergebnisse für die kleinere Symbolrate von 1 MSym/s trotz des größeren Abstands zum Nachbarkanal generell etwas schlechter ausfallen, als die Werte für 3,125 MSym/s. Erstaunlicherweise liefert die höhere Symbolrate um etwa 2 dB bessere ACPR-Werte, was im Gegensatz zu den bei Erhöhung der Symbolrate verschlechterten EVM-Werten steht. Zwischen dem Betrieb bei 450 MHz und 900 MHz besteht nur ein sehr geringer Unterschied im Bereich von 0,5 dB. Bei den EVM-Messungen waren hierbei größere Unterschiede und eine Verbesserung der Werte bei 900 MHz feststellbar. Die verwendete Modulationsart hat bei den ACPR-Messungen praktisch keinen Einfluss und liefert bei gleicher Symbolrate nahezu identische Werte, was ebenfalls einen Unterschied

Modulation	$p_{\text{out}} / \text{dBm}$	$ACPR_{5 \text{ MHz}} / \text{dBc}$	$ACPR_{10 \text{ MHz}} / \text{dBc}$
450 MHz:			
QPSK; 1 MSym/s	-8,3	-60,4	-62,5
	-20,3	-59,5	-61,1
QPSK; 3,125 MSym/s	-8,2	-62,2	-63,1
	-20,2	-62,7	-63,7
16QAM; 1 MSym/s	-8,2	-60,4	-62,6
	-20,2	-59,6	-61,3
16QAM; 3,125 MSym/s	-9,2	-62,7	-64,1
	-20,5	-62,8	-64,3
900 MHz:			
QPSK; 1 MSym/s	-8,4	-60,6	-62,6
	-20,4	-59,6	-61,1
QPSK; 3,125 MSym/s	-8,3	-62,7	-63,8
	-20,6	-63,0	-64,2
16QAM; 1 MSym/s	-8,3	-60,6	-62,7
	-20,6	-59,5	-61,0
16QAM; 3,125 MSym/s	-9,3	-63,0	-64,5
	-20,3	-63,2	-64,6

Tabelle 4.2.: ACPR-Messwerte für den verwendeten Vektorsignalgenerator *SMIQ* bei 450 und 900 MHz. Die Ausgangspegel sind so eingestellt, dass am Signalanalysator Leistungswerte von genau -8 bzw. -9 dBm und -20 dBm gemessen werden. Für die Signale mit 1 MSym/s ist eine Messbandbreite von 1,1 MHz und für 3,125 MSym/s eine Bandbreite von 3,5 MHz verwendet worden. Aufgrund der symmetrischen Verhältnisse im Spektrum sind nur die ACPR-Werte für das jeweilige untere Seitenband angegeben.

zum EVM-Verhalten darstellt.

Bei den ACPR-Messungen am PLM wurde analog den zuvor gemessenen Messgrößen zunächst der Einfluss der Taktfrequenz des Modulators auf das ACPR-Verhalten bestimmt. Hierbei fand ebenfalls ein QPSK-Signal bei 450 MHz mit 1 MSym/s und 1 mA Ladestrom Verwendung. Die Abbildung 4.10 zeigt eine Gegenüberstellung der Ergebnisse für Taktfrequenzen von 1,8 GHz und 1,82 GHz. Die Kurven für das ACPR im direkten Nachbarkanal (jeweils rot bzw. blau) weisen einen ähnlichen Verlauf auf, bei dem sich nur geringe Vorteile von etwa 2 bis 3 dB für den Betrieb bei 1,82 GHz Taktfrequenz ergeben. Die in der UMTS-Spezifikation für Basisstationen [78] festgelegte Anforderung eines ACPR-Wertes von mindestens -45 dBc im direkten Nachbarkanal wird in beiden Fällen nur in einem relativ kleinen Eingangspegelbereich bis etwa -18 dBm (a) bzw. -22 dBm (b) eingehalten. Deutlicher treten die Unterschiede bei der Variation der Modulatortaktfrequenz und Betrachtung des ACPR im übernächsten Nachbarkanal hervor (braune bzw. schwarze Kurven). Zunächst zeigen beide Kurven eine zum Ein-

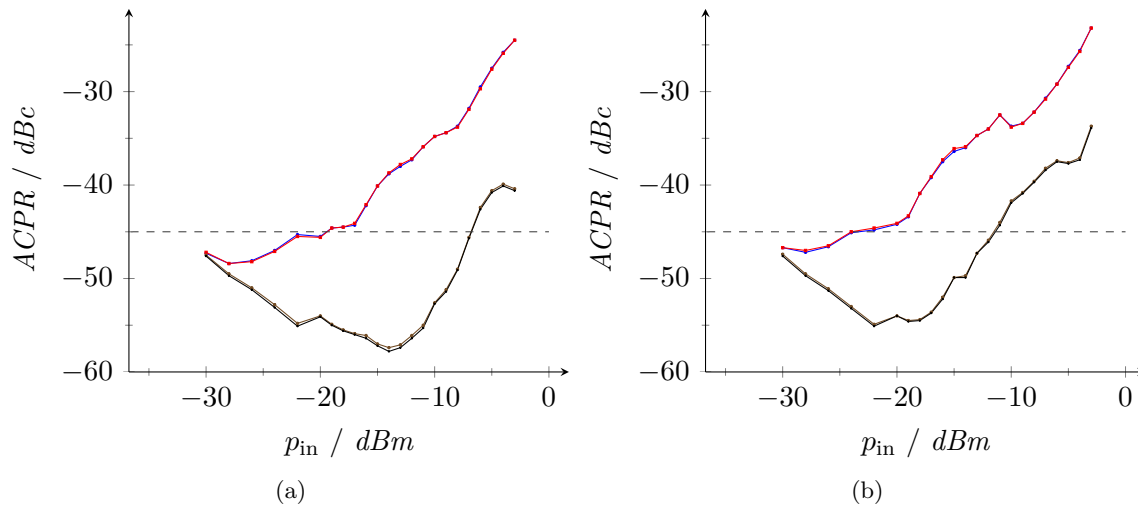


Abb. 4.10.: ACPR für ein 450 MHz-QPSK-Signal (1 MSym/s) beim PLM. Es wurden eine Taktfrequenz von 1,82 GHz (a) und 1,8 GHz (b), sowie ein Ladestrom von 1 mA verwendet. Gemessen wurde in 1,5 MHz und 3 MHz Abstand in jeweils 1,1 MHz Bandbreite. Bedeutung der Kurven für (a) und (b) (Kanalabstand, unteres bzw. oberes Seitenband): —•— 1,5 MHz USB; —•— 1,5 MHz OSB; —•— 3 MHz USB; —•— 3 MHz OSB. --- ACPR-Limit für UMTS.

gangssignalpegel etwa proportionale Verbesserung des ACPR, hervorgerufen durch das mit den steigenden Signalpegel ebenfalls steigende Signal-zu-Rausch-Verhältnis im Ausgangssignal, da der Rauschflur in der Umgebung des PLM-Ausgangssignals bei kleinen Signalpegeln einen flachen Verlauf aufweist. Die Kurve steigt im Fall (a) erst kurz vor Erreichen der Vollaussteuerung des Modulators ab ca. -13 dBm wieder an. Der Betrieb bei 1,8 GHz zeigt im Vergleich dazu einen Übergang in den ACPR-Anstieg schon ab etwa -17 dBm. Außerdem ergibt sich bei 1,82 GHz ein signifikant besserer Minimalwert von -57,8 dBc im Vergleich zu -55 dBc bei 1,8 GHz. Ebenso wie bei den EVM-Messungen wird der negative Einfluss der Überlagerung von Störsignallinien auf das Nutzsignal bei exakt ganzzahligem Verhältnis zwischen Nutzsignal und Taktfrequenz des Modulators deutlich. Dieser Betriebsfall sollte daher in der Praxis vermieden werden. Generell ist bei den ACPR-Messungen eine sehr gute Symmetrie zwischen den Messwerten des jeweiligen Seitenbandes zu beobachten, so dass die entsprechenden Kurven in der Regel genau aufeinander liegen und prinzipiell die Angabe der Messwerte in einem der Seitenbänder ausreichen würde.

Weiterhin wurde der Einfluss des Ladestroms des PLMs auf das ACPR-Verhalten untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.11a für einen Strom von 0,5 mA und in 4.11b für 1,8 mA dargestellt. Bei 0,5 mA Ladestrom wird die Anforderung von -45 dBc im ersten Nachbarkanal bis etwa -24 dBm eingehalten, wobei zu beachten ist, dass infolge der kleineren Dreieckssignalamplitude die Verstärkung des Modulators um etwa 4 dB

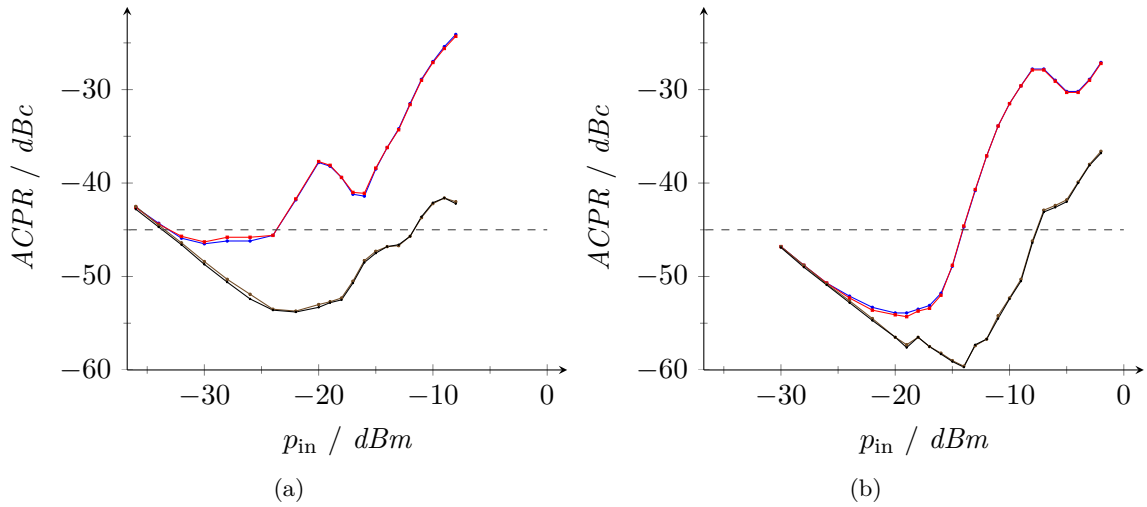


Abb. 4.11.: ACPR für ein 450 MHz-QPSK-Signal (1 MSym/s) beim PLM. Es wurden eine Taktfrequenz von 1,82 GHz und Ladeströme von 0,5 mA (a) und 1,8 mA (b) verwendet. Die Messbedingungen entsprechen Abb. 4.10. —•— 1,5 MHz USB; —•— 1,5 MHz OSB; —•— 3 MHz USB; —•— 3 MHz OSB. --- ACPR-Limit für *UMTS*.

geringer ausfällt und sich damit im Vergleich zu z. B. 1 mA Ladestrom der für den gleichen Aussteuergrad benötigte Signalpegel um ca. 4 dB nach unten verschiebt (s. Kap. 4.1.3). Ab -24 dBm Eingangspegel erfolgt aber eine bei den anderen Messungen in dieser Form nicht sichtbare, starke Verschlechterung des ACPR, welches dann ab -20 dBm wieder bessere Werte annimmt, um schließlich ab ca. -16 dBm infolge des Erreichens der Aussteuergrenze des Modulators erneut stark anzusteigen. Das ACPR im zweiten Nachbarkanal zeigt mit steigendem Eingangssignalpegel zunächst den typischen, monoton fallenden Kurvenverlauf infolge der Verbesserung des SNRs im Modulatorausgangssignal. Im Vergleich zum Betrieb mit 1 mA sind die erreichten Minimalwerte allerdings mit -54 dBc etwas schlechter.

Schließlich zeigt Abbildung 4.11b die Messergebnisse für einen auf 1,8 mA erhöhten Ladestrom. Im Bereich kleiner Eingangssignalpegel bis -19 dBm wird auch im ersten Nachbarkanal der Effekt des verbesserten SNR im Ausgangssignal sichtbar, denn die Kurven haben dort analog zu den Messwerten im zweiten Nachbarkanal einen stetig fallenden Verlauf. Bei -19 dBm wird im ersten Nachbarkanal mit -54,3 dBc der beste Wert aller Messungen erreicht, obwohl der Signalgenerator *SMIQ* bei einer QPSK mit 1 MSym/s und 450 MHz Nutzfrequenz mit einem eigenen ACPR von etwa -60 dBc noch um ca. 3 dB vom bei anderen Signalparametern messbaren Minimum von -63 dBc entfernt ist. Das ACPR im zweiten Nachbarkanal zeigt ebenfalls einen Bestwert, nämlich -59,7 dBc bei -14 dBm Eingangsleistung. Der weitere ACPR-Verlauf im ersten Nachbarkanal hat zwar einen weitgehend stetigen Verlauf, welcher aber bereits ab -18 dBm am

Modulatoreingang in einen sehr steilen Anstieg übergeht. Da dieser schon weit vor Erreichen des 1 dB-Kompressionspunktes (etwa -7 dBm) erfolgt, wirkt sich dieses Verhalten für den Betrieb des Modulators sehr ungünstig aus, da der für brauchbare ACPR-Werte nutzbare Aussteuerbereich stark eingeschränkt ist. Es bestätigen sich hierbei die bereits bei den EVM-Messungen für 1,8 mA Ladestrom gemachten Beobachtungen. Die ACPR-Messungen zeigen analog zu den EVM-Messungen ebenfalls, dass der Betrieb des PLM bei 1 mA Ladestrom einen günstigen Kompromiss zwischen erreichbaren ACPR-Werten und des möglichen Aussteuerbereiches darstellt. Im Anhang A.3 sind die Ergebnisse einiger weiterer ACPR-Messungen mit QPSK- und 16QAM-Signalen bei 450 MHz und 900 MHz und Symbolraten von 1 bzw. 3,125 MHz dargestellt, wie sie ebenfalls bei vorangegangenen Messungen verwendet wurden. Die Ergebnisse weisen untereinander qualitativ sehr ähnliche Verläufe auf, bei denen allerdings die erreichten ACPR-Minimalwerte und die Breite der bei diesen Werten nutzbaren Eingangspegelbereiche variieren. Hierbei ergibt sich aber eine gute Übereinstimmung zu den ermittelten ACPR-Werten für den Signalgenerator *SMIQ*, bei denen unabhängig von der Frequenz des Ausgangssignals (also 450 MHz oder 900 MHz) bei 3,125 MSym/s im Vergleich zu 1 MSym/s im ersten Nachbarkanal regelmäßig um etwa 3 dB bessere Werte gemessen werden konnten. Etwas heraus sticht der Verlauf bei 16QAM, 3,125 MSym/s und 900 MHz. Der minimale ACPR-Wert im ersten Nachbarkanal beträgt zwar „nur“ -45,1 dBc im Vergleich zu -49,3 dBc bei 450 MHz, doch ist der Verlauf insgesamt flacher und erstreckt sich bis -15 dBm Eingangssignalpegel. Erst danach beginnt der übliche, steile Anstieg in Richtung der Vollaussteuerung des Modulators.

Generell zeigt sich bei allen ACPR-Messungen, dass der PLM die anspruchsvolle UMTS-Spezifikation nur in einem schmalen Eingangssignalpegelbereich erfüllen kann und insbesondere im Bereich der Vollaussteuerung des Modulators, welcher für einen effizienten Betrieb des Schaltverstärkersystems von besonderer Bedeutung ist, die ACPR-Werte stark ansteigen. Dabei ist insbesondere zu bedenken, dass eine nachgeschaltete Schaltverstärkerendstufe zu einer zusätzlichen Verschlechterung des ACPR-Verhaltens führen wird und daher zur Erfüllung der Spezifikation bereits der Modulator an sich Werte aufweisen muss, die deutlich unterhalb der spezifizierten Grenzwerte liegen. Wie bereits erläutert, dürfte das Zusammenspiel des nichtidealen Umschaltverhaltens des im Modulator enthaltenen Komparators mit den in Abschnitten nichtlinearen Flankenverläufen des Dreieckssignalgenerators einen negativen Einfluss auf das ACPR-Verhalten des Modulators ausüben. Innerhalb dieser beiden Baugruppen besteht sicherlich noch ein Optimierungspotenzial, das aber unter Umständen trotzdem nicht ausreicht, um spezifikationsgerechte Werte liefern zu können. An dieser Stelle besteht dann noch der Ausweg der Anwendung einer womöglich adaptiven Vorverzerrung zur weitgehenden Linearisierung des Übertragungsverhaltens des Modulators. Eine Ausdehnung der Untersuchungen auf dieses Arbeitsgebiet würde aber den Rahmen der vorliegenden Arbeit sprengen und bleibt daher zukünftigen Forschungsvorhaben vorbehalten.

4.1.7. Konstellationsdiagramm

Eine Möglichkeit zur Visualisierung und unmittelbaren Bewertung der Qualität eines HF-Nutzsignals bietet die Darstellung des demodulierten Signals im *Konstellationsdiagramm*. Hierbei wird eine bestimmte Anzahl von Symbolen des demodulierten Signals in der komplexen Ebene dargestellt und gleichzeitig meist auch der zeitliche Verlauf der I/Q-Signale in einem durch die dargestellte Symbolanzahl festgelegten Zeitintervall überlagert. Die Abbildung 4.12 zeigt zwei Beispiele für den PLM mit einem 450 MHz-16QAM-Nutzsignal (1MSym/s). Das Verhalten des PLM-Ausgangssignals bei verschiedenen Aussteuerungen, für die ja einschlägige Messwerte bereits erläutert worden sind, soll hier illustriert und die Auswirkungen typischer Verzerrungen auf das Nutzsignal verdeutlicht werden. Voraussetzung für eine korrekte Darstellung des Konstellationsdiagramms ist eine möglichst fehlerfreie Demodulation im Messempfänger, d. h. insbesondere die Verwendung der korrekten Parameter für das Empfangsfilter und die Symbolrate des HF-Nutzsignals. Die in den Abbildungen grün dargestellten Kurvenverläufe stellen die zeitlich überlagerten Trajektorien der I/Q-Signale dar. Es ist gut zu erkennen, dass der Übergang zwischen den rot abgebildeten Symbolen nicht auf direktem Weg, sondern auf eher gekrümmten Bahnen erfolgt, die auch ein deutliches Überschwingen über die idealen Symbolpositionen hinaus zeigen. Dieses zu beobachtende Verhalten ist nicht etwa grundsätzlich fehlerhaft, sondern es wird hier der Effekt des zur Bandbegrenzung des Signals

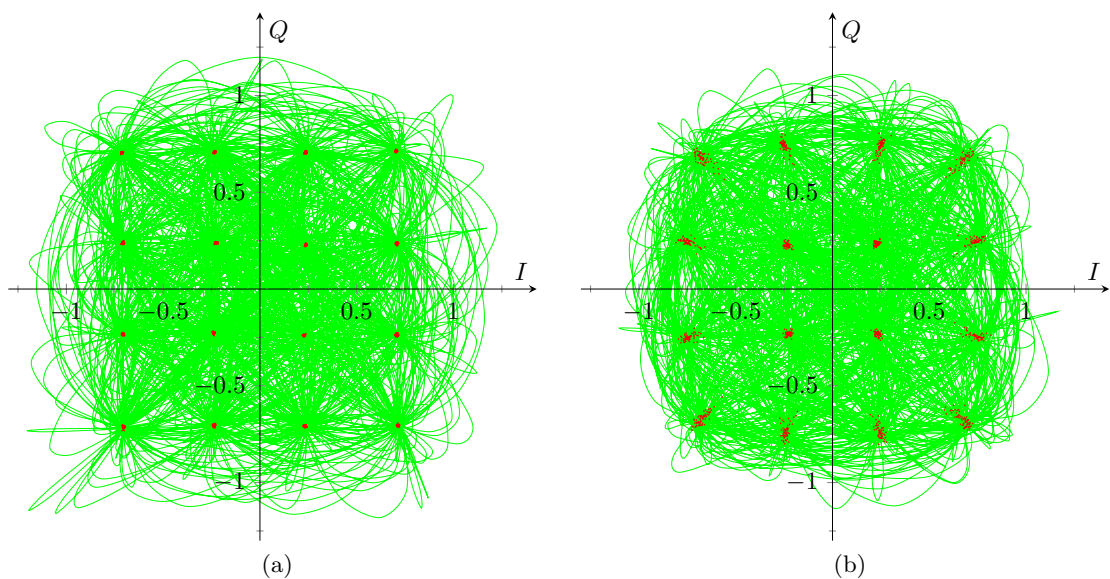


Abb. 4.12.: Konstellationsdiagramme für ein 16QAM-Nutzsignal am Ausgang des PLM bei 1,82 GHz Abtastsignalfrequenz und 1 mA Ladestrom. Die Eingangsleistungen betragen (a) -20 dBm und (b) -8 dBm. Die Beeinträchtigung der Signalqualität bei Vollaussteuerung des Modulators (-8 dBm) z. B. durch Rauschen und Kompressionseffekte wird deutlich sichtbar.

verwendeten Sendefilters sichtbar, da die I/Q-Signaltrajektorien den Zeitverlauf der Impulsantworten des Sendefilters beim Übergang zwischen den Symbolen des modulierten Nutzsignals abbilden. Im dargestellten Beispiel ist zunächst eine Eingangssignalleistung von -20 dBm verwendet worden, bei der der PLM sich in einem sehr verzerrungsarmen Betriebsbereich mit minimalem EVM befindet. Dies ist im Konstellationsdiagramm 4.12a an den scharf abgegrenzten Symbolpositionen, die nur eine geringfügige Streuung aufweisen, gut zu erkennen. Bei Betrieb des PLM im Bereich der Volllaststeuerung (-8 dBm) wird die bereits bei anderen Messungen beobachtete deutliche Verschlechterung der Signalqualität sichtbar. Einerseits erscheinen die Symbolpositionen deutlich stärker verwaschen, insbesondere bei den in der Konstellation außen liegenden Symbolen. Die Symbolwolken an den äußeren Positionen zeigen außerdem eine charakteristische Verformung in radialer Richtung vom Ursprung des Diagramms aus. Insgesamt ist eine kissenartige Verzerrung der Konstellation zu beobachten. Ursache hierfür ist eine je nach Lage der Symbole unterschiedlich stark ausgeprägte Kompression der Amplitude des modulierten HF-Nutzsignals. Die Symbole in den vier Ecken der 16QAM-Konstellation weisen dabei die größte Amplitude auf und sind daher am stärksten betroffen. Die vier innenliegenden Symbole weisen lediglich ein etwas stärkeres Rauschen auf, Kompressionseffekte treten dort nicht auf.

4.1.8. Intermodulationsverhalten

Eine weit verbreitete Methode zur Beurteilung der Linearität des Übertragungsverhaltens von Bauelementen in der Hochfrequenztechnik ist die Messung des Intermodulationsverhaltens des betreffenden Bauelements mit Hilfe einer Zweitonmessung. Infolge der Nichtlinearitäten des Messobjekts kommt es zur Bildung von Intermodulationssignalen mit Frequenzen, die als Summen- bzw. Differenzfrequenzen ganzzahliger Vielfacher der beiden Testsignale auftreten. Von besonderem Interesse sind im Allgemeinen die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung, da diese in das Nutzfrequenzband fallen. Werden die beiden Testsignale mit f_1 und f_2 bezeichnet, so tritt allgemein das Intermodulationsprodukt $n+m$ -ter Ordnung mit der Frequenz $f_{n+m} = |n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2|$ auf. Im Falle der hier betrachteten Intermodulation dritter Ordnung befinden sich die zu messenden Intermodulationsprodukte daher im Spektrum auf den Frequenzen $2f_2 - f_1$ und $2f_1 - f_2$. Bei der Messung ist darauf zu achten, dass für eine ausreichende Isolation der Signalquellen gegeneinander gesorgt wird, welche über einen geeigneten Leistungsteiler zusammengeführt und an das Messobjekt angeschlossen werden müssen. Wird hier nicht auf eine sorgfältige Entkopplung der Signalquellen geachtet, so kann es zu Rückwirkungen von einer Quelle in den Signalausgang der anderen Quelle kommen, wodurch die Messergebnisse infolge dort generierter zusätzlicher Intermodulationsprodukte und Pegelschwankungen stark verfälscht werden können. Eine weitgehende Isolation der Signalquellen gegeneinander kann z. B. durch Verwendung von Hybridkopplern und evtl. Dämpfungsgliedern an den Kopplereingängen zur Erhöhung der Rückflussdämpfung erreicht werden. Zur Gewährleistung nachvollziehbarer Messergebnisse ist weiterhin auf die Phasenlage der Messsignale zueinander zu achten, da diese ebenfalls die Pegel der entstehenden Intermodulationsprodukte beeinflussen. Bei der Messung der Pegel der Intermodulationspro-

dukte kann nun zunächst der Intermodulationsabstand, d. h. die Pegeldifferenz zwischen einem der Testsignale und dem oberhalb ($2f_2 - f_1$) bzw. unterhalb ($2f_1 - f_2$) auftretenden Intermodulationsprodukt bestimmt werden, wobei man zweckmäßigerweise die Pegel der Testsignale exakt gleich einstellt. Im Idealfall ergibt sich dann ein symmetrisches Intermodulationsspektrum, bei dem dann im Prinzip die Betrachtung eines der Intermodulationsprodukte ausreichen würde. Allerdings liefern Nichtlinearitäten ungerader höherer Ordnung ebenfalls Intermodulationsprodukte mit Frequenzen, die genau denen dritter Ordnung entsprechen, wobei sie allerdings im Allgemeinen nicht zwangsläufig die gleiche Phasenlage aufweisen müssen. Bei der Überlagerung der Signale kommt es daher in der Praxis sowohl zu Verstärkungs-, als auch Abschwächungseffekten, so dass häufig das in erster Linie interessierende Intermodulationsspektrum dritter Ordnung eine Unsymmetrie aufweist. Es ist daher sinnvoll, den Verlauf des Intermodulationsabstandes ΔIM_3 bei Veränderung der Testsignalpegel aufzuzeichnen um feststellen zu können, ob es sich bei den dem beobachteten Intermodulationsverhalten zu Grunde liegenden Nichtlinearitäten um Effekte von beispielsweise rein dritter Ordnung handelt. In diesem Fall muss der Pegel des Intermodulationsprodukts mit einer Steigung von genau drei ansteigen. Nur dann ist die Angabe eines *Ein-* bzw. *Ausgangsinterceptpunktes* für den betrachteten Pegelbereich zulässig. Der Ausgangsinterceptpunkt (OIP_3), bei dem der Pegel des Intermodulationsprodukts den Ausgangssignalpegel des zugehörigen Testsignals erreichen würde, kann im logarithmischen Maßstab mit Hilfe der Beziehung $OIP_3 = P_1 + \frac{1}{2}\Delta IM_3$ bestimmt werden. Im vorliegenden Beispiel wurden die Messungen am PLM mit Testsignalen bei einer Mittenfrequenz von 450 MHz ausgeführt und dabei die Parameter Ladestrom, Abtastfrequenz und Abstand der Testsignalfrequenzen variiert, um Erkenntnisse im Hinblick auf die Ursachen des beobachteten Intermodulationsverhaltens zu gewinnen. Insgesamt sind vier Messreihen durchgeführt worden. In den ersten beiden Fällen sind einheitliche Abtastfrequenzen (1,82 GHz) und Ladeströme (1 mA) verwendet und lediglich der Abstand der Testsignalfrequenzen verändert worden. Diese Vorgehensweise sollte den Einfluss evtl. vorhandener „Gedächtniseffekte“ in der Modulatorschaltung aufzeigen, welche Zeitabhängigkeiten im Übertragungsverhalten der beteiligten Bauelemente zur Folge haben. Bei Vorhandensein derartiger Effekte, die sich typischerweise auf einer Zeitskala im μs bis ms-Bereich abspielen, müssten dann bei verschiedenen Testsignalfrequenzabständen, aber gleichen Signalpegeln unterschiedliche IM-Messwerte ermittelt werden können. Bei der Messreihe c) ist die Abtastfrequenz so eingestellt worden (1,8 GHz), dass sich ein ganzzahliges Vielfaches zur Testsignalmittenfrequenz (450 MHz) ergibt. Wie bereits im Abschnitt 2.1.2 erläutert worden ist, stellt diese Wahl der Frequenzen einen kritischen Fall dar, da es dann genau zur Überlagerung des Nutzsignalspektrums mit einer der Harmonischen des PLM-Störsignalspektrums kommt. Mit dieser Messung soll überprüft werden, ob die zu erwartende Überlagerung der Frequenzanteile auch zu Einflüssen im Intermodulationsverhalten des Modulators führt. Schließlich ist in der vierten Messreihe der Ladestrom des PLM auf 1,8 mA erhöht worden, wobei die Abtastfrequenz ebenfalls exakt auf das Vierfache der Testsignalmittenfrequenz eingestellt wurde. Die Abbildung 4.13 zeigt die Ergebnisse der Messreihen. Dort sind zur besseren Einschätzung des Betriebsbereichs des PLM beim Vergleich der Messreihen zunächst die Übertragungsscha-

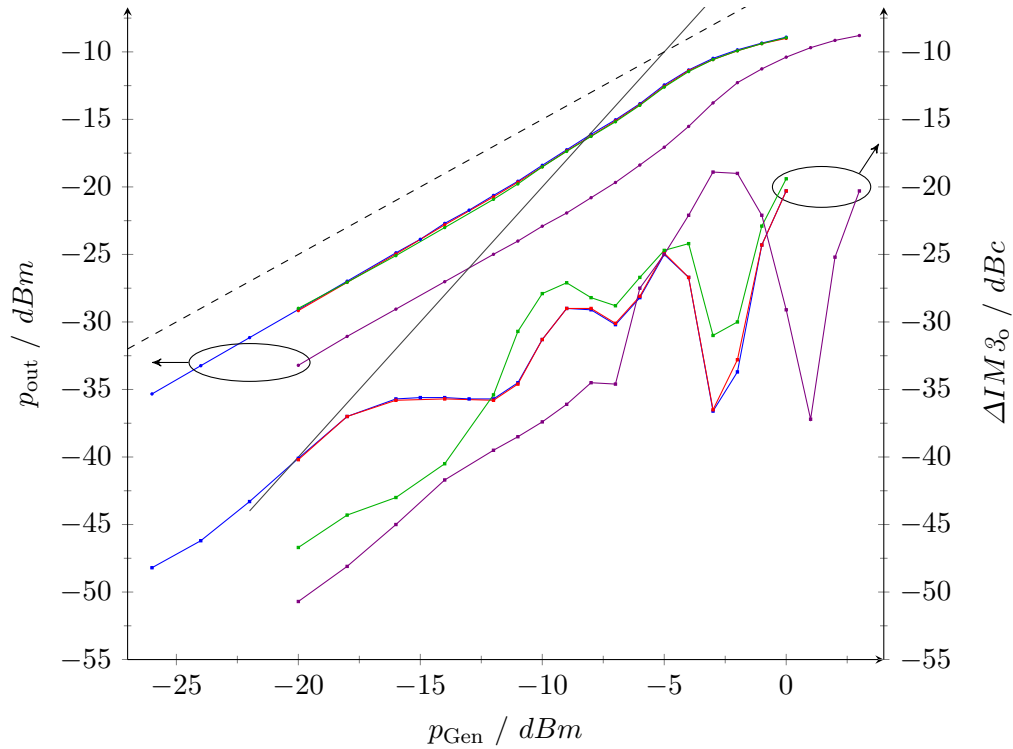


Abb. 4.13.: IM3-Verhalten des PLM-Schaltkreises, gemessen mit Zweitonsignalen mit 450 MHz Mittenfrequenz und Frequenzabständen von 1 MHz bzw. 100 kHz. Taktfrequenz und Ladestrom des Modulators wurden dabei ebenfalls variiert. Verwendete Kombinationen von Taktfrequenz, Zweitonsabstand und Ladestrom (Messung der Pegel des jeweiligen oberen Testsignals und IM-Produkts) (a): 1,82 GHz; 1 mA; 1 MHz (p_{out} —, $\Delta IM3$ —); (b): 1,82 GHz; 1 mA; 100 kHz (p_{out} —, $\Delta IM3$ —); (c): 1,8 GHz; 1 mA; 1 MHz (p_{out} —, $\Delta IM3$ —); (d): 1,8 GHz; 1,8 mA; 1 MHz (p_{out} —, $\Delta IM3$ —); zu Vergleichszwecken: Gerade mit Steigung eins - - - und zwei —.

rakteristiken für die vier Testsignalkonfigurationen gemessen worden. Wie zu erwarten, entsprechen die Ergebnisse denen im Abschnitt 4.1.3. Bei Betrachtung der gemessenen Intermodulationsabstände fällt sofort ins Auge, dass diese sehr unstete Verläufe aufweisen und die Kurven allenfalls abschnittsweise den bei Intermodulation dritter Ordnung zu erwartenden Verlauf mit einer Steigung von zwei (da hier der Intermodulationsabstand betrachtet wird) aufweisen. Die Kurven für die Messreihen a) und b) weisen einen nahezu deckungsgleichen Verlauf auf, was den Schluss zulässt, dass innerhalb der untersuchten Zeitskala keine Memoryeffekte im Modulator auftreten. Auffällig ist, dass im Bereich der Vollaussteuerung des Modulators, bei dem die Übertragungscharakteristik bereits deutliche Kompression zeigt, es zu starken Vergrößerungen des Intermodulationsabstandes kommt, was bei allen vier Messreihen zu beobachten ist. Die Messreihe

c), bei der die Abtastfrequenz des Modulators genau das Vierfache der Testsignalmittenfrequenz beträgt, zeigt deutliche Unterschiede zu den Kurven a) und b) auf. Bis zu einer Eingangsleistung von -12 dBm sind die Intermodulationsabstände größer und verlaufen dann leicht oberhalb der Kurven a) und b). Eine mögliche Erklärung des beobachteten Verhaltens kann hier in der Überlagerung des PLM-Störspektrums mit den Intermodulationsprodukten liegen, die durch das ganzzahlige Verhältnis der Abtast- und Testsignalfrequenzen provoziert wird und abhängig vom Eingangssignalpegel konstruktiv oder abschnittsweise auch destruktiv erfolgt. Die Kurve für 1,8 mA Ladestrom (d)) hat im Prinzip einen ähnlichen Verlauf, wie für die Fälle a) und b). Sie ist aber analog zur zugehörigen Übertragungscharakteristik bei gegebener Ausgangsleistung hinsichtlich der Eingangsleistung um etwa 5 dB verschoben, was durch die größere Amplitude des im Modulator erzeugten Dreiecksignals erklärt werden kann. Im Vergleich zu den Messreihen a) und b) ist der Kurvenverlauf geradliniger mit – von der Verschiebung abgesehen – einer größeren Ähnlichkeit zu c), wobei allerdings abrupte Änderungen des Kurvenanstiegs auftreten. Im Bereich von -14 bis -8 dBm Eingangsleistung beträgt die Steigung hierbei etwa genau eins, während von -6 bis -3 dBm die Kurve mit Steigung drei verläuft. Da hinsichtlich des Frequenzverhältnisses zwischen Testsignal- und Abtastsignalfrequenzen die gleichen Bedingungen gegeben sind wie im Fall c), treffen hier auch die Überlegungen zur Überlagerung des PLM-Störsignalspektrums zu. Andererseits wird in [90] darüber berichtet, dass eine bei Hochgeschwindigkeitskomparatoren typische zu beobachtende Eigenschaft der Verlauf der IM3-Produkte mit einer Steigung von eins ist. Dieser Effekt könnte im Bereich kleiner Eingangsleistungen im Falle des PLM ebenfalls für die gemessenen Kurvenverläufe verantwortlich sein. Es ist allerdings damit zu rechnen, das zusätzlich neben Einflüssen durch die Überlagerung von Störsignalen (welche aber in den Fällen a) und b) ausgeschlossen werden können) insbesondere auch der Flankenverlauf des im Modulator generierten Dreiecksignals (s. 3.2.4) einen erheblichen Einfluss auf den Verlauf der IM3-Produkte ausübt. Diesen Schluss legt insbesondere der relativ abrupte Übergang der Steigung der Kurvenverläufe am Ende der Bereiche mit Steigung eins hin zu Abschnitten mit Steigung zwei nahe. In diesem Amplitudenbereich ist bei den Dreiecksignalen im Modulator normalerweise ein Übergang von der geradlinigen Flanke in einen gekrümmten Verlauf zu beobachten, was also mit dem gemessenen IM-Verhalten durchaus korreliert.

Die folgende Abbildung 4.14 zeigt die aus den Messungen der Intermodulationsabstände berechneten Verläufe der Ausgangsinterceptpunkte 3. Ordnung. Es ist offensichtlich, dass infolge der stark vom Eingangssignalpegel abhängigen Verläufe die Angabe eines Interceptpunktes im Prinzip unzulässig ist. Dies wäre nur dann möglich, wenn keine Pegelabhängigkeit vorhanden wäre, was ein streng kubisches Intermodulationsverhalten des Messobjekts voraussetzt. Die Abbildung soll diese Konsequenz der gemessenen Verläufe der Intermodulationsabstände nochmals verdeutlichen.

Abschließend lässt sich feststellen, dass das Intermodulationsverhalten dritter Ordnung des PLM sich deutlich vom Verhalten üblicher Baugruppen, wie z. B. Verstärkerstufen, unterscheidet. Der über weite Strecken des Eingangssignalpegels flache Anstieg mit Steigungen kleiner als zwei (bzw. bezogen auf den Pegel des IM-Produkts mit Stei-

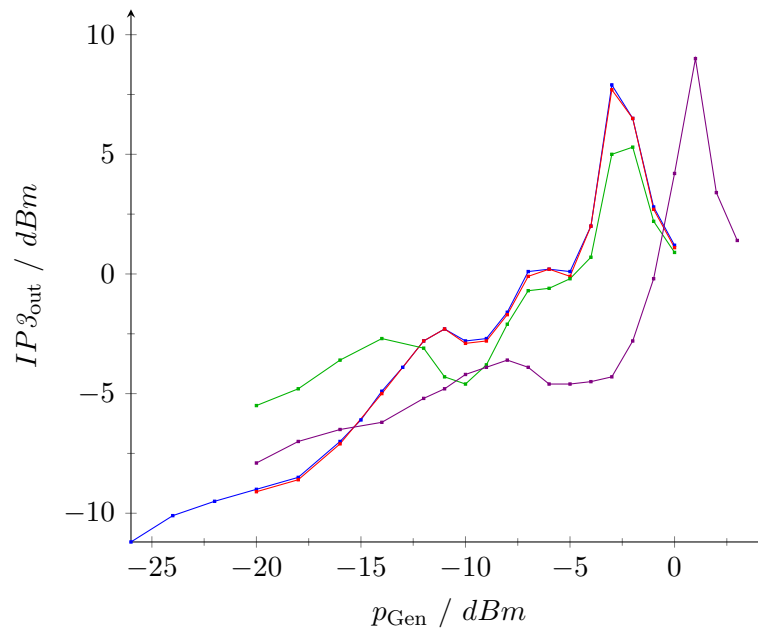


Abb. 4.14.: IP3-Verhalten des PLM-Schaltkreises. Aus den in Abb. 4.13 dargestellten Werten wurde der Verlauf der Interceptpunkte dritter Ordnung (IP3) berechnet (a): —●—, (b): —●—, (c): —●—, (d): —●—. Bei exakt kubischem Verhalten der IM3-Produkte müssten die IP3-Werte einen konstanten Verlauf aufweisen. Da diese Voraussetzung offensichtlich nicht erfüllt ist, eignet sich die Angabe eines IP3 zur Beschreibung der Nichtlinearität des Übertragungsverhaltens des Modulators in diesem Fall nicht.

gung kleiner als drei) bietet hier durchaus Vorteile, indem erst im Bereich der Vollaussteuerung des Modulators deutliche Verschlechterungen der Intermodulationsabstände festgestellt werden können. Insgesamt sind im Bereich linearer Übertragungscharakteristik Intermodulationsabstände von mehr als 25 dBc zu beobachten, was einen guten Wert darstellt.

4.1.9. Pulsweitenstatistik

Im Abschnitt 2.1.4 wurde die Häufigkeitsverteilung der Amplituden am Beispiel eines QPSK-Signals analysiert, deren Kenntnis für die Berechnung der Kodiereffizienz des Modulators erforderlich ist. Die dortigen Ergebnisse sollten auch einer praktischen Verifikation unterzogen werden, so dass eine entsprechende Messung am vorhandenen PLM-Modul durchgeführt wurde. Zu diesem Zweck wurden jeweils Sequenzen des PLM-Ausgangssignals über eine Länge von 80 MS mit Hilfe eines breitbandigen Echtzeitoszilloskops *LeCroy SDA12000* aufgezeichnet (40 GS/s Abtastrate) und mit der im Gerät enthaltenen Statistikfunktionen im Hinblick auf die in der Sequenz vorkommenden Pulsweiten analysiert. Da die Pulsweiten beim PLM sich proportional zu den entsprechenden

Amplituden des HF-Nutzsignals verhalten, ist damit zumindest ein qualitativer Vergleich mit den berechneten Verläufen möglich. Das Resultat zweier Messungen mit QPSK- und 16QAM-Signalen zeigt die Abbildung 4.15, in der die Verteilungen der gemessenen Pulslängen als Histogramme dargestellt sind. Hierbei sind die Kurven auf die jeweilige Gesamtanzahl der Messwerte normiert, um den Vergleich zwischen den Messungen zu erleichtern. Es fällt zunächst auf, dass Werte für Pulslängen vorhanden sind, die die durch die Abtastfrequenz des Modulators vorgegebene Periodendauer des Ausgangssignals von rund 549,5 ps überschreiten. Der Bereich der gemessenen Pulslängen erstreckt sich dabei bis hin zu 1,31 ns. Dieser Effekt liegt darin begründet, dass der PLM hier mit Eingangssignalpegeln betrieben wurde, die im Bereich der Vollaussteuerung des Modulators liegen. Es kommt deshalb vor, dass das Eingangssignal Momentanamplituden aufweist, bei denen der mögliche Aussteuerbereich des Modulators überschritten wird. Dies führt dann dazu, dass im Ausgangssignal vereinzelt Signalperioden verschmelzen und Pulslängen oberhalb der Abtastperiode auftreten. Die Messung der im PLM-Signal vorkommenden Pulslängen stellt also eine Methode dar, mit der sehr genau die Grenze des Aussteuerbereiches des Modulators bestimmt werden kann. Im Falle der Messung mit dem QPSK weist das Histogramm im Vergleich zur berechneten Verteilung (Abb. 2.5), die eine weitgehend kontinuierlich verlaufende Einhüllende hat, Bereiche mit stärkeren Einbrüchen auf. Da sich bei Vollaussteuerung die Nichtlinearitäten der Übertragungscharakteristik des Modulators besonders stark auswirken, ist davon auszugehen, dass die

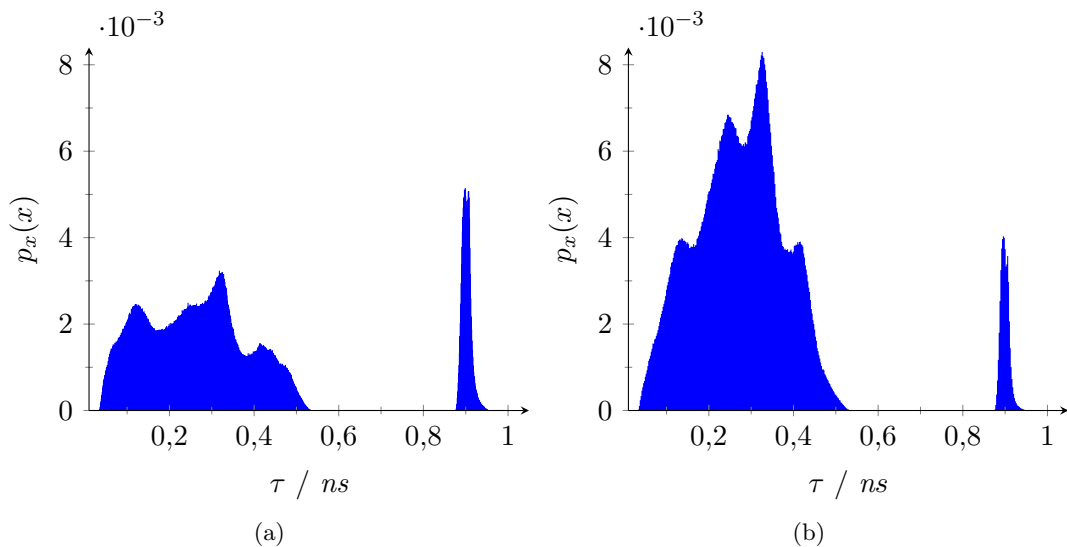


Abb. 4.15.: Häufigkeitsverteilung der im PLM-Ausgangssignal auftretenden Pulslängen τ bei (a) QPSK-Modulation (-9 dBm) und (b) 16-QAM-Modulation (-11 dBm) mit jeweils 1 MSym/s, 450 MHz Trägerfrequenz und 1,82 GHz Abtastfrequenz. Die Kurven sind auf die jeweilige Gesamtanzahl der Messwerte normiert.

in der Pulslängenverteilung beobachteten Effekte auf diese Verzerrungen zurückzuführen sind. Die Analyse des PLM-Ausgangssignals im Zeitbereich in Form der Pulslängenverteilung eröffnet also auch in dieser Hinsicht Einblicke in das Verhalten des Modulators. Bei der Messung mit 16QAM-Nutzsignal sind die zu beobachtenden Einbrüche weniger stark ausgeprägt und der Kurvenverlauf entspricht in qualitativer Hinsicht eher dem berechneten Verlauf (vgl. Tab. 2.3), wobei das lokale Minimum bei etwa 0,28 ns dort ebenfalls zu beobachten ist.

Ein wesentlicher Grund zur Wahl der Testsignalpegel im Bereich der Vollaussteuerung des Modulators besteht darin, die vorkommenden Extremwerte der Pulslängen aufzuzeigen. Bei beiden Beispielen ist gut zu erkennen, dass ein jeweils relativ geringer Anteil der Pulslängen einerseits im Bereich der maximal möglichen Länge, nämlich der Abtastperiode, auftritt, aber andererseits auch sehr kurze Pulse vorhanden sind. Die kleinste gemessene Pulslänge beträgt in beiden Fällen etwa 35 ps. Diese extrem kurzen Pulse stellen im Zusammenspiel mit einer nachgeschalteten Endstufe ein Problem dar, da diese derart kurze Pulse im Allgemeinen infolge der geringeren Schaltgeschwindigkeit der Endstufe nicht präzise abbilden kann. Dadurch kommt es zu Verzerrungen insbesondere der kleinen Amplituden im Nutzsignal, was mit einer Verschlechterung der Qualität des übertragenen Nutzsignals einhergeht. Die Problematik des Auftretens sehr kurzer Pulse stellt damit ein generelles Problem bei der Anwendung der PLM in Schaltverstärkern dar. Die überwiegende Mehrheit der auftretenden Pulslängen liegt aber im Bereich der halben Abtastperiode, was wiederum für den Schaltverstärkerbetrieb günstig ist.

4.2. Messungen am Bandpass-Pulsängenmodulatorschaltkreis

4.2.1. Modulatormodul

Aufbauend auf den Erfahrungen beim PLM-Schaltkreis ist für den entworfenen BP-PLM-Schaltkreis nach ersten Funktionstests auf dem Waferprober ebenfalls eine Leiterplatte entworfen worden, mit der dann alle weitergehenden Messungen durchgeführt worden sind (Abb. 4.16). Aus Gründen der schnelleren Realisierbarkeit und günstigeren HF-Eigenschaften wurde dabei auf die Montage des BP-PLM-Chips in einem zusätzlichen Gehäuse verzichtet und der Chip direkt mittels Wedge-Wedge-Drahtbonden auf der Leiterplatte kontaktiert. Neben einigen Stützkondensatoren für die Versorgungsspannung und die Spannungen zur Arbeitspunkteinstellung sind noch Abschlusswiderstände für die Hüllkurvensignaleingänge auf der Platine vorhanden. Sämtliche Vorspannungen, sowie die Versorgungsspannung von -3 V werden von außen über einen zentralen Pfostenfeldstecker zugeführt. Da geplant war, die Platine evtl. zusammen mit einer Schaltverstärkerendstufe gemeinsam zu einem Modul zu kombinieren, wurden zur Zuführung der HF-Signale auf die Leiterplatte SMP-Steckverbinder eingesetzt, da diese eine hohe nutzbare Grenzfrequenz aufweisen und sich außerdem gut zum Zusammenstecken mit anderen Platinen eignen. Die Bondmontage des BP-PLM-Chips wurde freundlicherweise ebenfalls von *R. Reber* bei *Airbus Defence and Space* übernommen.

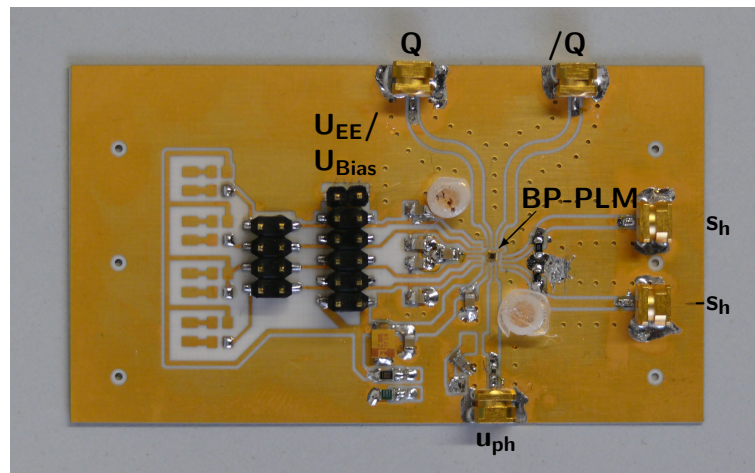


Abb. 4.16.: Leiterplatte mit darauf gebondetem BP-PLM-Schaltkreis. Das Modul ermöglicht die Durchführung von reproduzierbaren Messungen unter stabilen Bedingungen der Kontaktierung des Schaltkreises.

4.2.2. Bereitstellung der Messsignale

Für die Charakterisierung von signalverarbeitenden Hochfrequenzkomponenten wird üblicherweise ein HF-Trägersignal benutzt, das mit Hilfe eines Vektorsignalgenerators entsprechend des zu verwendenden Kommunikationssignalstandards moduliert wird. Von dieser Methode der Messsignalerzeugung wurde bereits bei den Messungen am PLM-Schaltkreis Gebrauch gemacht. Für die Charakterisierung des BP-PLM-Schaltkreises wird aber infolge der Arbeitsweise des Modulators ein Testsignal in polarer Form benötigt, wobei insbesondere ein phasenmoduliertes HF-Trägersignal mit konstanter Hüllkurve erforderlich ist. Für derartige Testsignale existieren keine kommerziell erhältlichen Signalgeneratoren, so dass die Signale mit Hilfe verfügbarer Geräte selbst erzeugt werden müssen. Die Abbildung 4.17 gibt einen Überblick über die zur Bereitstellung des polaren Messsignals angewendete Verfahrensweise. Es wird zunächst mit Hilfe eines in [69] erarbeiteten MATLAB-Skripts (s. A.1.2) eine Modulationssignalsequenz erzeugt und daraus ein Hüllkurvensignal, sowie ein Phasenmodulationssignal in kartesischer (I/Q) Form berechnet. Die beiden Signalsequenzen werden dann mittels entsprechender Software (*WinIQ-Sim*, *IQ-Wizard*) in zwei Arbiträrsignalgeneratoren (AWG) *R&S AMIQ* geladen. Diese Signalgeneratoren sind ursprünglich für die Erzeugung von I/Q-modulierten Basisband-Kommunikationssignalen konzipiert worden, eignen sich aber infolge ihrer relativ hohen Abtastrate von bis zu 105 MS/s und der guten Amplitudenauflösung von 14 Bit ebenfalls sehr gut für die Erzeugung der Testsignale für den BP-PLM. Das erzeugte Hüllkurvensignal wird zusätzlich auch in invertierter Form ausgegeben und direkt

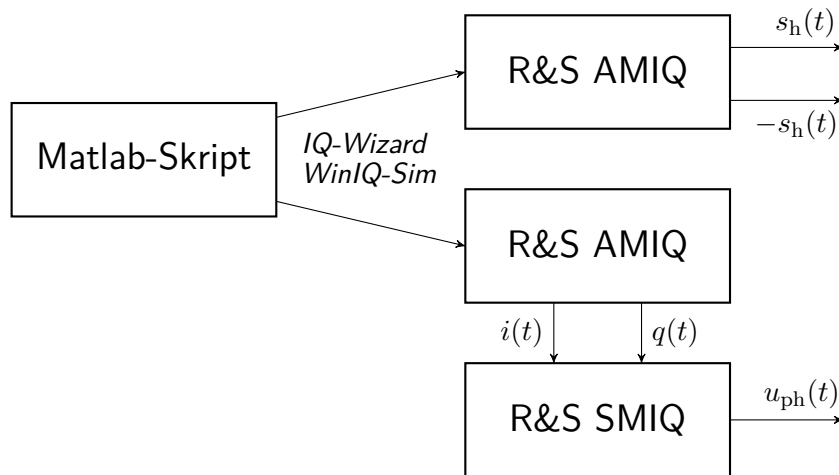


Abb. 4.17.: Prinzip der Generierung der Messsignale zum Test des BP-PLM-Schaltkreises. Die mit Hilfe eines MATLAB-Skriptes berechneten Testsignalsequenzen werden in zwei Arbiträrsignalgeneratoren *AMIQ* geladen. Einer der Generatoren erzeugt direkt die beiden Hüllkurvensignale. Der zweite Generator steuert einen HF-Vektorsignalgenerator *SMIQ*, welcher das phasenmodulierte HF-Trägersignal bereitstellt.

für die Ansteuerung des Modulators verwendet. Mit dem als kartesisches I/Q-Signal generierten Phasenmodulationssignal wird dann ein HF-Vektorsignalgenerator *R&S SMIQ* angesteuert und damit das benötigte phasenmodulierte HF-Trägersignal erzeugt.

Zur Berechnung der Testsignalsequenzen im verwendeten MATLAB-Skript sind eine Reihe von Schritten notwendig, auf die im Folgenden näher eingegangen wird. Das Skript erlaubt die Erzeugung sowohl von QPSK-Signalen, als auch QAM-Signalen beliebiger Ordnung. Als Ausgangspunkt wird zunächst eine Symbolsequenz mit zufälliger und gleichförmiger Verteilung der Symbole erzeugt. Um sicherzustellen, dass bei der Messung alle Symbole gleich wahrscheinlich auftreten, wird die Länge der Symbolsequenz ausreichend groß gewählt; im vorliegenden Fall 10000 Symbole. Mit Hilfe einer Tabelle, welche die zu den Symbolen zugehörigen I/Q-Amplitudenwerte enthält, wird dann jeweils eine I- und Q-Signalsequenz gebildet. In einem weiteren Schritt werden dann in den I/Q-Signalsequenzen entsprechend einem definierten Überabtastfaktor Nullen zwischen den Symbolen eingefügt. Die Überabtastung bei der Signalerzeugung ist erforderlich, um den Einfluss des durch die begrenzte Amplitudenauflösung der D/A-Umsetzer im Signalgenerator hervorgerufenen Quantisierungsrauschens zu minimieren. Weiterhin führt die Zeitquantisierung der Signale zu einer Periodifizierung des Spektrums, was bei unzureichender Abtastrate Aliasingeffekte im Spektrum hervorruft. Der Überabtastfaktor sollte daher möglichst groß gewählt werden. Er kann allerdings nicht frei gewählt werden, da zwischen der gewünschten Symbolrate f_{Symb} , der Taktfrequenz des D/A-Umsetzers f_{clk} und dem Überabtastfaktor n folgender Zusammenhang besteht:

$$n = \frac{f_{\text{clk}}}{f_{\text{Symb}}} \quad (4.3)$$

Die Übergänge zwischen den Symbolen sind zunächst ideal rechteckförmig, was im Spektrum die Belegung einer unendlich großen Bandbreite zur Folge hätte. Für den Einsatz in realen Kommunikationssystemen ist daher eine Filterung des Basisbandsignals zur Begrenzung der Bandbreite erforderlich. Bei dem als Beispiel für ein modernes Mobilfunksystem der dritten Generation stehenden *UMTS* wird als Filterfunktion ein *Root Raised Cosine (RRC)*-Filter verwendet [3, 99]. Es ist im Frequenzbereich folgendermaßen definiert:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & ; |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \cos\left(\frac{\pi T}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T}\right)\right) & ; \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & ; \frac{1+\alpha}{2T} < |f| \end{cases} \quad (4.4)$$

Im Zeitbereich ergibt sich dann für die Impulsantwort des RRC-Filters:

$$g(t) = \frac{\sin\left(\pi(1-\alpha)\frac{t}{T}\right) + 4\alpha\frac{t}{T}\cos\left(\pi(1+\alpha)\frac{t}{T}\right)}{\pi\frac{t}{T}\left(1 - \left(4\alpha\frac{t}{T}\right)^2\right)} \quad (4.5)$$

α wird dabei als *Roll-Off*-Faktor bezeichnet und hat bei *UMTS* einen Wert von 0,22. Generell wird er so gewählt, dass sich ein günstiger Kompromiss zwischen der Bandbreite

und der Höhe des Crestfaktors des Basisbandsignals ergibt. Diese beiden Signaleigenschaften verhalten sich gegenläufig, wobei eine Vergrößerung des Roll-Off-Faktors eine Verringerung der belegten Bandbreite bei gleichzeitiger Erhöhung des Crestfaktors zur Folge hat. Da die Symbole infolge der zeitdiskreten Signalverarbeitung in technischen Systemen nicht als ideale Diracimpulse dargestellt werden können, sondern immer eine minimale Pulslänge von einer Abtastperiode T_0 haben, kommt es im Spektrum zu einer Verzerrung mit einer *Si*-Funktion, deren erste Nullstelle sich bei $1/T_0$ befindet. Dieser Effekt kann durch Multiplikation des Spektrums mit der entsprechenden inversen *Si*-Funktion korrigiert werden. Die Filterung der Basisband-I/Q-Signale wird dann durch Faltung der Symbolpulssequenz mit der durch Fouriertransformation berechneten Filterimpulsantwort realisiert. Die Impulsantwort des RRC-Filters muss allerdings in der Praxis einerseits zur Begrenzung des Rechenaufwands und andererseits zur Vermeidung von Intersymbolinterferenzen zwischen benachbarten Symbolen begrenzt werden. Eine zu starke Verkürzung führt aber ebenfalls zu Störungen, so dass ein Kompromiss gefunden werden muss. Im vorliegenden Fall hat sich ein Wert von 30 Abtastwerten für die Länge der Filterimpulsantwort als günstig erwiesen. Üblicherweise werden die durch das Abschneiden der Impulsantwort hervorgerufenen Störungen durch Anwendung einer Fensterfunktion abgeschwächt, worauf hier aber verzichtet wurde, da bei den Messungen dadurch kein nennenswerter Vorteil beobachtet werden konnte. Bei der Signalerzeugung im Arbiträrsignalgenerator wird die im Speicher abgelegte Signalsequenz zyklisch durchlaufen. Es muss daher sichergestellt sein, dass Anfang und Ende der Signalsequenz störungsfrei ineinander übergehen. Im Skript wird dieser Anforderung Rechnung getragen, indem der Sequenzanfang in doppelter Impulsantwortlänge an das Ende der Sequenz kopiert und nach der Faltungsoperation Anfang und Ende der Sequenz jeweils um eine Impulsantwortlänge gekürzt werden. Schließlich werden aus der erzeugten I/Q-Signalsequenz das benötigte Hüllkurvensignal und das Phasenmodulationssignal zur Ansteuerung des HF-Vektorsignalgenerators berechnet.

4.2.3. Messaufbau

Für die messtechnische Charakterisierung des BP-PLM ist insbesondere zur Erzeugung der benötigten Messsignale ein höherer Aufwand notwendig, als dies bei den meisten üblichen Messungen in der HF-Technik der Fall ist. Es soll daher hier ein kurzer Überblick über den verwendeten Messaufbau gegeben werden. In der Abbildung 4.18 ist die Struktur eines typischen Aufbaus für die Analyse der Signalübertragungseigenschaften des BP-PLM wiedergegeben, mit dem Parameter wie z. B. *EVM* und *ACPR* gemessen werden können. Im Zentrum steht der auf einer Platine montierte BP-PLM-Chip, welcher mit einer Versorgungsspannung $U_{EE} = -3\text{ V}$ betrieben wird. Die Vorspannungseingänge des BP-PLM-Moduls sind nicht dargestellt; sie können optional verwendet werden, falls der Betrieb mit den im Chip voreingestellten Arbeitspunkten sich als unzureichend erweist. Der Eingang für das phasenmodulierte Trägersignal u_{ph} muss über eine externe Gleichspannungszuführung (Bias-T) mit einer Vorspannung von typisch -500 mV beaufschlagt werden, womit sich dann eine maximal mögliche Signalamplitude von 500 mV für diesen Eingang ergibt. Bei den Messungen wurde generell die Vorspannung auf -500 mV

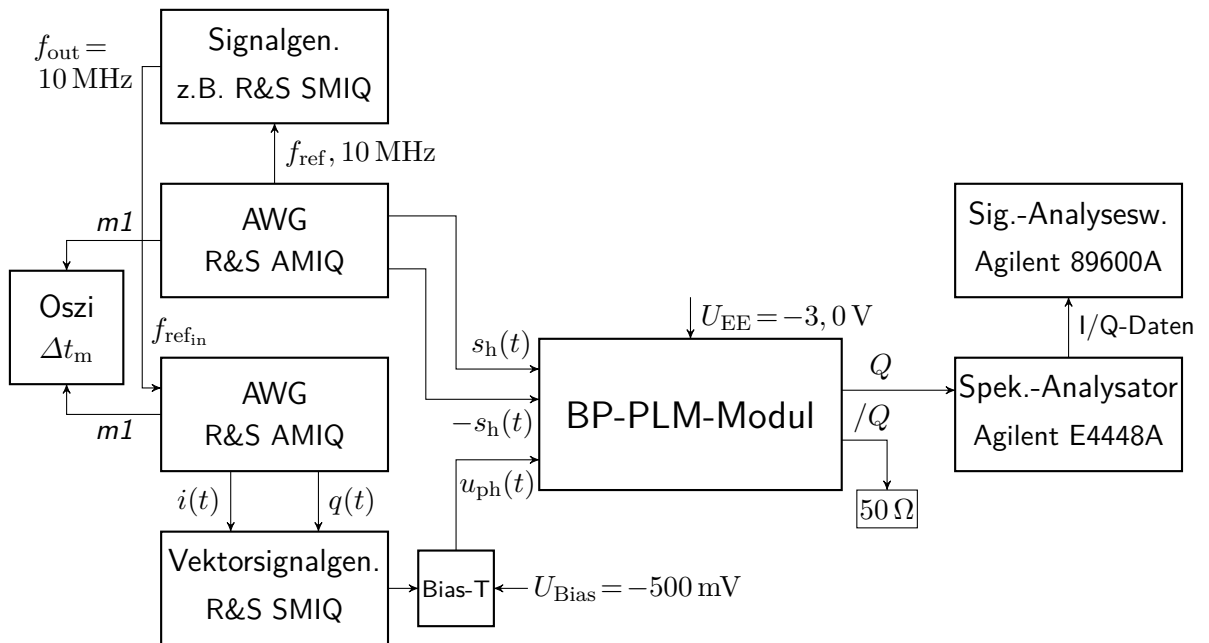


Abb. 4.18.: Schema des zur Charakterisierung der Übertragungseigenschaften des BP-PLM-Schaltkreises verwendeten Messaufbaus. Mittels zweier Arbiträrsignalgeneratoren (AWG) werden die Hüllkurvensignale und ein I/Q-Signal zur Ansteuerung eines Vektorsignalgenerators erzeugt, der das benötigte phasenmodulierte Trägersignal liefert. Ein zusätzlicher Signalgenerator ist in den 10 MHz-Referenzsignalpfad eines AWG eingeschleift, so dass über eine kurzzeitige Frequenzänderung die Verzögerung zwischen Hüllkurven- und Trägersignalpfad eingestellt werden kann. Das Modulatorausgangssignal wird mit Hilfe eines Spektrumanalysators und Signalanalysesoftware charakterisiert.

eingestellt. An einem der Signalausgänge des BP-PLM-Moduls wird dann ein Messgerät zur Ermittlung der angestrebten Messwerte angeschlossen. Dabei wurde im Allgemeinen auf eine Nutzung des symmetrischen Ausgangssignals verzichtet, da dies einen breitbandiges Symmetrierglied erfordert hätte. Das jeweilige Messinstrument wurde stattdessen direkt mit dem nichtinvertierenden Ausgang verbunden und der nicht benutzte Ausgang mit einem $50\,\Omega$ -Abschlusswiderstand versehen. Im vorliegenden Beispiel diente ein Spektrumanalysator (*Agilent E4448A*) als Messempfänger, der das HF-Eingangssignal nach Frequenzumsetzung auf eine Zwischenfrequenz mit einer Bandbreite von maximal 8 MHz digitalisieren kann. Das Basisbandsignal wird dann in Form eines I/Q-Datenstroms bereitgestellt, der per Ethernetschnittstelle an einen PC übertragen werden kann, auf dem eine Signalanalysesoftware (*Agilent 89600A*) zur Demodulation und Analyse der Daten läuft. Eingangsseitig werden für das BP-PLM-Modul Messsignale in Form eines phasenmodulierten HF-Trägersignals, sowie zweier Hüllkurvensignale in invertierter und nichtinvertierter Form benötigt. Das HF-Trägersignal wird mit Hilfe eines Vektor-

signalgenerators (*R&S SMIQ*) erzeugt, dessen Steuersignale für die aufzumodulierende Phaseninformation wiederum über einen Arbiträrsignalgenerator *R&S AMIQ* als kartesische I/Q-Signale erzeugt werden. Die Hüllkurvensignale stellt dann ein zweiter AWG in sowohl nichtinvertierter, als auch invertierter Form bereit. Hierbei muss darauf geachtet werden, dass bei der Konfiguration des AWG die richtigen Pegelbereiche und Polaritäten eingehalten werden (nichtinvertiertes Signal: 0–500 mV; invertiertes Signal: 0––500 mV), da sonst kein korrekter Betrieb des Modulators möglich ist. In die beiden AWGs werden mit entsprechender Steuerungssoftware Signalsequenzen geladen, die in der oben beschriebenen Weise mit Hilfe des MATLAB-Skripts berechnet wurden. Mit dem erläuterten Aufbau können dann Messungen durchgeführt werden. Es zeigte sich allerdings recht bald, dass der Messaufbau noch eine Unzulänglichkeit aufwies, die sich in einem negativen Einfluss auf die Messwerte äußerte, nämlich die Synchronität zwischen dem Hüllkurven- und HF-Trägersignalfad. Messungen mittels Oszilloskops an einschlägigen Markerausgängen der AWGs zeigten, dass die Ausgabe der Signalsequenzen zwischen den AWGs nicht zum gleichen Zeitpunkt startete und es also eine zeitliche Verzögerung zwischen den Signalen gab. Durch Maßnahmen an den Triggereingängen der Generatoren könnte der Zeitversatz zwar minimiert werden, doch verblieb immer ein Rest von mindestens einer Taktperiode. Zur Behebung dieses Problems musste der Messaufbau letztlich mit einigen zusätzlichen Baugruppen erweitert werden. Es wurde ein zusätzlicher Signalgenerator in den 10 MHz-Referenzsignalfad eines der AWGs eingeschleift, wobei das Referenzsignal des zweiten AWGs auf den Referenzfrequenzeingang dieses zusätzlichen Signalgenerators geschaltet wurde. Das auf 10 MHz eingestellte Ausgangssignal des Generators diente dann seinerseits als Referenzsignal für den ersten AWG. Durch kurzzeitige Frequenzänderung um einen kleinen Wert (z. B. 0,1 Hz) kann dann die Phasenlage des 10 MHz Ausgangssignals stufenlos so verändert werden, so dass sich eine exakte Synchronität zwischen den beiden AWG einstellt. Auf diese Weise konnte eine deutliche Verbesserung der ermittelten Messwerte erreicht werden. Die Synchronität zwischen Hüllkurvensignal- und HF-Trägersignalfad stellt daher eine wichtige Voraussetzung für den optimalen Betrieb des BP-PLM in einem Schaltverstärkersystem dar und ihr sollte deshalb eine entsprechende Aufmerksamkeit gewidmet werden.

4.2.4. Zeitbereichssignal

Entsprechend der Messungen am PLM-Chip wurde auch beim BP-PLM die Funktionsfähigkeit des Chips zuerst anhand von Zeitbereichsmessungen des Ausgangssignals untersucht. Hierbei kam ebenfalls das Samplingoszilloskop *LeCroy SDA100G* mit 60 GHz Abtastmodulen zum Einsatz. Da zu diesem Zeitpunkt noch keine Testplatine mit darauf montierten Schaltkreis zur Verfügung stand, wurde die Messung mittels Waferprober ausgeführt, was ohnehin vorteilhaft ist, da dadurch die sonst unvermeidliche Beeinträchtigung der Ausgangssignale durch die Leitungsführung auf der Leiterplatte vermieden werden kann. Die Abbildung 4.19 zeigt den Verlauf der beiden Ausgangssignale für eine HF-Trägersignalfrequenz von 900 MHz (Trägersignalleistung 3 dBm, entsprechend einer Amplitude von 447 mV). Dabei wurden die Hüllkurvensignaleingänge des BP-PLM mit festen Gleichspannungen von $s_h = -200$ mV und $-s_h = -800$ mV beaufschlagt. Am Q-

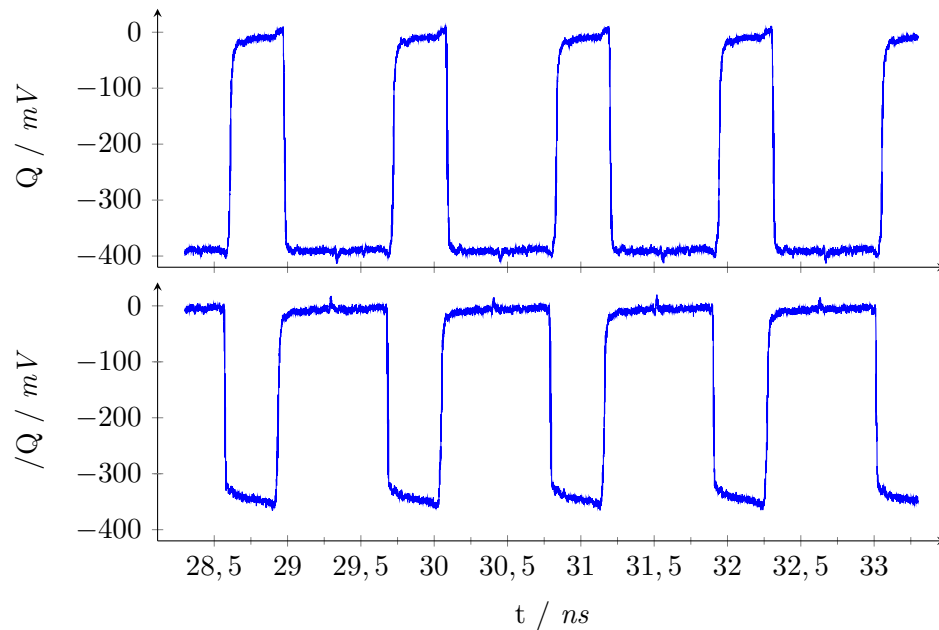


Abb. 4.19.: Ausgangssignale des BP-PLM-Schaltkreises im Zeitbereich. Der Modulator wird an den Hüllkurvensignaleingängen mit Gleichspannungen von -200 mV und -800 mV betrieben, so dass die Ausgangssignale ein konstantes Tastverhältnis aufweisen. Die Messung erfolgt direkt an den Ausgängen des Schaltkreises mittels Waferprober.

Ausgang stellt sich damit ein konstantes Tastverhältnis von 34 % ein. Die Signale weisen Anstiegszeiten von etwa 21 ps und Abfallzeiten von etwa 12 ps auf, womit noch etwas steilere Flanken als bei den Messungen am PLM-Schaltkreis erzielt werden konnten. Die Ausgangsstufe des Schaltkreises wurde mit einem Referenzstrom von 1 mA betrieben, der bei allen weiteren Messungen ebenfalls als Standardwert verwendet worden ist. Es stellt sich dadurch eine Ausgangssignalamplitude von etwa -390 mV ein. Die etwas geringere Amplitude des invertierten Ausgangssignals dürfte auf einen erhöhten Kontaktwiderstand an der Tastspitze zurückzuführen sein, ein Effekt der bei der Kontaktierung von Schaltkreisen auf dem Waferprober beispielsweise durch Verschmutzungen an der Tastspitze oder auf den Kontaktflächen des Chips auftreten kann und nicht in jedem Fall zu vermeiden ist. Die sehr steilen Flanken der Ausgangssignale stellen eine gute Basis für Betrieb des Modulators mit einem großem Dynamikbereich dar, da dieser durch die kleinste mögliche Pulslänge bestimmt wird (s. Kap. 2.2.4). Im vorliegenden Fall wäre prinzipiell eine minimale Pulslänge von etwa 33 ps als Summe einer Anstiegs- und Abfallzeit möglich. Es ist allerdings zu erwarten, dass nach Montage des Chips auf einer Leiterplatte infolge der zwangsläufig auftreten Tiefpasswirkung der Bondverbindungen und weitergehender Leitungsführungen, sich die Flankensteilheiten etwas verringern werden. Bei der praktischen Anwendung des Chips dürfte sich daher eine geringfügig größere minimale Pulslänge ergeben.

4.2.5. Übertragungscharakteristik

Zur Bestimmung der Übertragungscharakteristik des BP-PLM-Schaltkreises wurde der Schaltkreis mit einem unmodulierten HF-Trägersignal mit einem Pegel von 3 dBm ($\hat{s}_{\text{ph}} = 447 \text{ mV}$ an 50Ω) beaufschlagt und an die beiden Hüllkurvensignaleingänge Gleichspannungen angelegt. Ausgehend von einem Wert von -500 mV wurde dann die Spannung am invertierenden Hüllkurvensignaleingang stufenweise in Richtung -1 V erhöht, sowie gleichzeitig mit dem nichtinvertierenden Eingang genau gegensinnig verfahren (d. h. von -500 mV in Richtung 0 V). Am Ausgang des Modulators stellt sich dadurch ein konstantes Tastverhältnis ein und die Amplitude des Signalanteils mit der Grundfrequenz des HF-Trägersignals wird dann mit Hilfe eines Spektrumanalysators gemessen. Die Ergebnisse der Messungen, die für HF-Trägersignalfrequenzen von 450 MHz bis 3 GHz ausgeführt wurden, zeigt die Abbildung 4.20. Die Kurven für 450 MHz und 900 MHz zeigen einen sehr geradlinigen Verlauf, bei dem jeweils nur eine sehr gering ausgeprägte Welligkeit zu sehen ist, die im Wesentlichen durch die Messgenauigkeit des Spektrumanalysators beeinflusst wird. Das jeweilige Ende des Aussteuerbereiches des Modulators ist am plötzlichen Einbruch der Ausgangssignalamplitude erkennbar, verursacht durch das Verschmelzen von Ausgangssignalpulsen zu Pulsen, deren Periodendauer dann länger

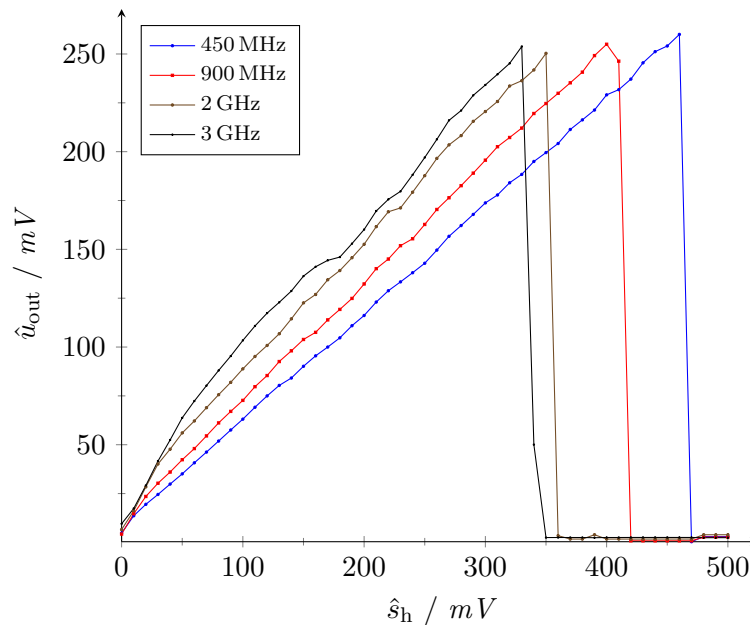


Abb. 4.20.: Übertragungscharakteristik des BP-PLM in Abhängigkeit von der Hüllkurvensignalamplitude bei HF-Trägersignalfrequenzen von 450 MHz bis 3 GHz, gemessen am Q-Ausgang des BP-PLM. Bei der Messung wurde eine Trägersignalamplitude von 450 mV ($\hat{s}_{\text{ph}} = 447 \text{ mV}$) ohne Modulation verwendet, d. h. die Hüllkurvensignale wurden als Gleichspannungen zugeführt und stufenweise erhöht.

als eine HF-Trägersignalperiode ist. Da die minimale Pulslänge etwa 35 ps unabhängig von der HF-Trägersignalfrequenz ist, verringert sich der abbildbare Dynamikbereich der Modulatorschaltung und die mögliche minimale Ausgangssignalamplitude verringert sich entsprechend. Die Kurven für 2- und besonders 3 GHz weisen eine stärkere Welligkeit mit größeren Abweichungen vom geradlinigen Verlauf bei Hüllkurvensignalamplituden von kleiner als 50 mV auf. Bei den kurzen Pulsen in diesem Hüllkurvensignalamplitudenbereich wirkt sich das nichtideale Schaltverhalten der Komparatoren im BP-PLM offenbar stärker aus und führt zu vergrößerten Pulslängen, so dass sich eine Abweichung vom idealen Kurvenverlauf in Richtung größerer Ausgangssignalamplituden ergibt. Die Kurvenverläufe weisen insgesamt eine Spreizung auf, d. h. sie haben ausgehend von einem gemeinsamen Startpunkt Verläufe mit unterschiedlichen Steigungen. Dieser Effekt ist auf den Frequenzgang der verwendeten Messkabel zurückzuführen, der bei der Messung nicht vollständig kompensiert werden konnte. Dadurch kommt es im Bereich hoher Frequenzen (2...3 GHz) zu einer Verringerung der HF-Trägersignalamplitude. Da aber die Amplituden an den Hüllkurvensignaleingängen nicht dem entgegengesetzt verändert werden, vergrößert sich die Pulslänge des Ausgangssignals und damit ebenfalls die Amplitude des HF-Nutzsignals. Durch diesen Effekt ist also der mit der verwendeten HF-Trägersignalfrequenz zunehmend steilere Verlauf der Kurven erklärbar. Für die Beurteilung der Linearität der Kurvenverläufe spielt dies aber an sich keine Rolle.

Weiterhin wurde der Verlauf des Tastverhältnisses des BP-PLM-Ausgangssignals in Abhängigkeit von der Hüllkurvensignalamplitude gemessen. Hierbei ist zu erwarten, dass eine arcussinusförmige Abhängigkeit zwischen Hüllkurvensignalamplitude und dem Tastverhältnis sichtbar wird (vgl. Gl. 2.37). Die Abbildung 4.21 zeigt Messergebnisse für die Tastverhältnisse an den beiden Ausgängen des BP-PLM. Bei den Messungen wurde ein unmoduliertes HF-Trägersignal mit 6 dBm über ein 3 dB-Dämpfungsglied in den Modulator eingespeist, so dass nach Abzug der Kabeldämpfung am Modulatoreingang ein Signalpegel von etwa 2,3 dBm verbleibt, entsprechend einer Amplitude am 50 Ω -Abschlusswiderstand von etwa 412 mV. An die Hüllkurvensignaleingänge wurden ebenfalls konstante Gleichspannungen angelegt, die dann bei der Messung in 10 mV-Schritten verändert wurden. Bedingt durch eine minimale Pulslänge der Ausgangssignale von etwa 35 ps, weichen die beiden Kurven vom idealen Ausgangspunkt 0 % bzw. 100 % Tastverhältnis um etwa 3 % ab (Periodendauer bei 900 MHz beträgt 1,1 ns). Gemessen wurden bei einer Hüllkurvensignalamplitude von 0 mV Tastverhältnisse von 3 % (Q) und 97,8 % (/Q), die daher gut mit dem zu erwartenden Offset infolge der minimalen Pulslänge übereinstimmen. Abgesehen von dem Offset der beiden Kurven folgen diese den theoretisch vorhergesagten arcsin-förmigen Verläufen, die zum Vergleich in der Abbildung jeweils gestrichelt eingezeichnet sind. An den beiden letzten Messpunkten für 410 mV Hüllkurvensignalamplitude konnten Tastverhältnisse von 46,2 % (Q) und 54,2 % (/Q) ermittelt werden. Im Idealfall müssten sich die beiden Kurven genau bei einem Tastverhältnis von 50 % treffen. Allerdings sind einerseits Ungenauigkeiten bei der Pegelmessung in der Praxis unvermeidbar und andererseits dürfte hier auch das nichtideale Zeitverhalten der Schaltungselemente im BP-PLM-Schaltkreis eine Rolle spielen. Die durchgeführten Messungen der Tastverhältnisverläufe bestätigen also grundsätzlich die theoretischen

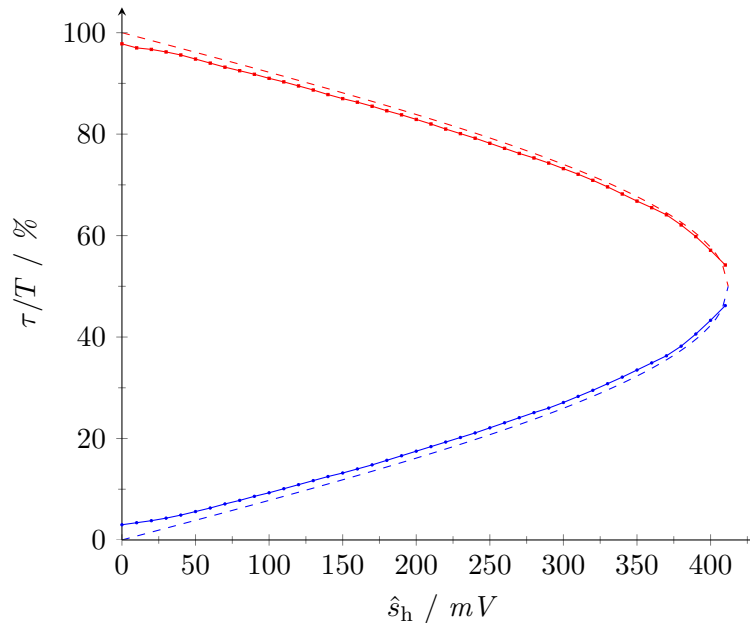


Abb. 4.21.: Tastverhältnis des BP-PLM-Ausgangssignals in Abhängigkeit von der Hüllkurvensignalamplitude am Q-Ausgang — und /Q-Ausgang —. Bei der Messung wurde ein unmoduliertes Trägersignal mit 900 MHz und ca. 2,3 dBm Pegel am Modulatoreingang ($\hat{s}_h \cong 412 \text{ mV}_p$) verwendet. Die gestrichelten Kurven stellen die theoretischen Verläufe der Tastverhältnisse am Q- - - und /Q-Ausgang - - - des BP-PLM gemäß Gleichung 2.37 dar.

Überlegungen zur Funktionsweise des BP-PLM.

In Zusammenarbeit mit *D. Markert* bei *Alcatel-Lucent* konnten am BP-PLM-Modul einige Messungen mit normgerechten UMTS-Testsignalen vorgenommen werden. Die Ansteuerung des BP-PLM erfolgte dabei in der bereits beschriebenen Weise mit Hilfe eines zweikanaligen AWG, der eine entsprechend den Anforderungen des BP-PLM (Hüllkurven- und Phasenmodulationssignalfad) aufbereitete UMTS-Testsignalsequenz wiedergab. Die Signaldemodulation und -analyse wurde dann nach Frequenzumsetzung auf eine 20 MHz-Zwischenfrequenz und Digitalisierung mit einem schnellen 14 Bit-A/D-Umsetzer mit Hilfe eines MATLAB-Skriptes ausgeführt. Dabei konnten dann Messwerte und Informationen gewonnen werden, die üblicherweise mit einem Signalanalysator zur Beurteilung der Übertragungsqualität eines Testsignals bestimmt werden können, also vornehmlich EVM und ACLR, sowie das Spektrum des Empfangssignals. Im Hinblick auf die Übertragungscharakteristik des BP-PLM sind allerdings insbesondere die Messung der sogenannten AM/AM- und AM/PM-Konversion von Interesse, welche die Amplituden- und Phasenübertragungscharakteristik des vermessenen Testobjektes darstellen. Hierbei werden die im demodulierten Empfangssignal auftretenden Amplituden- und Phasenwerte mit den entsprechenden Werten des idealen, störungs-

freien Sendesignals, welches ja in Form der gesendeten Signalsequenz bekannt ist, gegenübergestellt. Die Ergebnisse für ein Testmodus 3 (TM3)-Signal entsprechend der UMTS-Testsignalspezifikation [98] mit einem UMTS-Träger (QPSK mit Crestfaktor 5,6 dB) bei 900 MHz zeigt die Abbildung 4.22. Die Amplitudenübertragungscharakteristik weist einen geradlinigen Verlauf mit geringer Streuung auf. Es ist lediglich eine Aufweitung der Kurve im Bereich von etwa der halben Sendesignalamplitude zu beobachten. Bei sehr kleinen Signalamplituden im Bereich kleiner als ca. 5 % der Maximalamplitude ist allerdings eine Verzerrung der Kurve sichtbar, bei der zunächst mit ansteigender Eingangssignalamplitude keine Ausgangssignalamplitude vom BP-PLM erzeugt wird. Hier bestätigt sich also die theoretisch vorhergesagte Eigenschaft des BP-PLM, bei der es bei sehr kleinen Eingangssignalamplituden zu nichtlinearen Verzerrungen der Signalübertragung infolge des Unterschreitens der minimalen Pulslänge kommt. In der Phasenübertragungscharakteristik wird dieses Verhalten im Amplitudenbereich kleiner als etwa 5 % der Vollaussteuerung in Form von Phasenabweichungen von bis zu $\pm 30^\circ$ sichtbar. Bei Vergrößerung der Eingangssignalamplitude verringern sich die Phasenfehler auf Werte im Bereich von $\pm 1^\circ$ bis $\pm 2^\circ$. Die gemessene Amplitudenübertragungscharakteristik stimmt gut mit der zuvor durch Anlegen von Gleichspannungen an die Modulatoreingänge punktweise ermittelte Übertragungscharakteristik überein. Da aber bei der per Signalanalyse bestimmten Kurve alle im Sende- bzw. Empfangssignal auftretenden Amplituden ausgewertet werden, liefert diese Methode einen genaueren und vor allem wesentlich detaillierteren Einblick in den Verlauf der Amplitudenübertragungscharakteristik, bei dem auch sehr kleine Abweichungen vom idealen Kurvenverlauf präzise ermittelt

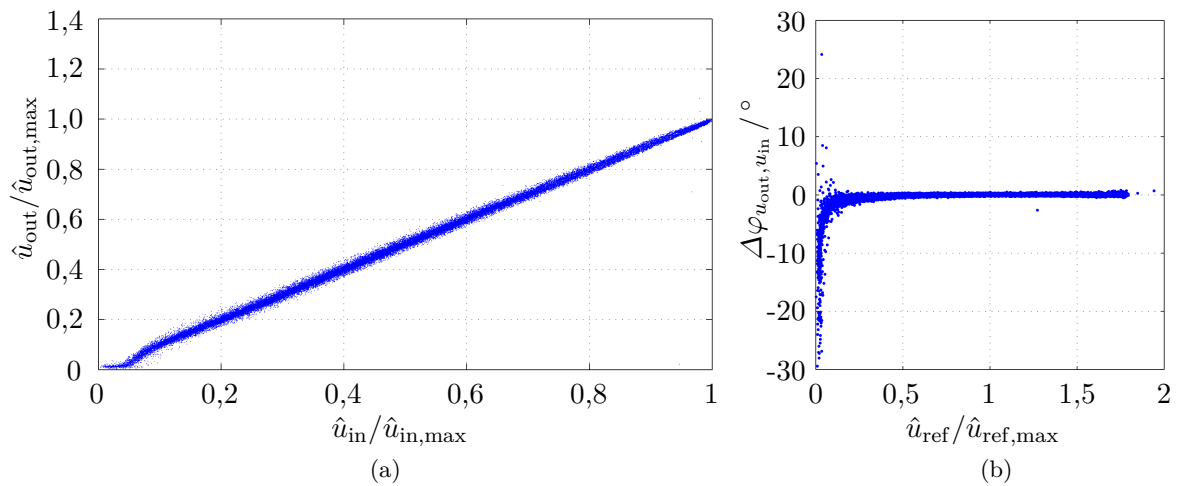


Abb. 4.22.: Amplituden- (a) und Phasenübertragungscharakteristik (b) des BP-PLM. Als Testsignal wurde ein UMTS-TM3-Signal (QPSK, $C_f = 5,6$ dB) mit einem Trägersignal bei 900 MHz verwendet. Die Messung und Auswertung erfolgte nach Frequenzumsetzung und Digitalisierung mittels schnellem A/D-Umsetzer mit Hilfe eines MATLAB-Skripts (*D. Markert, Alcatel-Lucent*).

werden können. Vorteilhaft ist ebenfalls die Möglichkeit der gleichzeitigen Bestimmung der Phasenübertragungscharakteristik, die mit Methoden abseits der Analyse eines demodulierten Testsignals nur mit hohem Aufwand und geringerer Genauigkeit machbar ist.

4.2.6. Ausgangsspektrum

Zum Vergleich mit den Resultaten der theoretischen Analyse, ist das Ausgangssignal des BP-PLM-Schaltkreises auch im Frequenzbereich mit Hilfe eines Spektrumanalysators untersucht worden. Die Messungen sind am Beispiel eines QPSK-Nutzsignals mit 6,25 MSym/s Symbolrate bei 450 MHz HF-Trägersignalfrequenz ausgeführt worden. Einen Überblick über die Verhältnisse in der näheren Umgebung (± 50 MHz) des HF-Nutzsignals gibt die Abbildung 4.23a. Hier fällt zunächst das charakteristische, nahezu rechteckförmige Spektrum des QPSK-Nutzsignals ins Auge, dessen 99 %-Bandbreite infolge des gewählten Roll-Off-Faktors des RRC-Filters (0,22) praktisch der Symbolrate entspricht. Am Fuß des rechteckförmigen QPSK-Spektrums unterhalb von etwa -53 dBm finden sich symmetrisch um das Nutzsignal angeordnete rauschförmige Seitenbänder. Diese sind üblicherweise im Ausgangssignal von Signalverarbeitungs-komponenten (z. B. Verstärker) zu beobachten, deren Übertragungscharakteristik eine gewisse Nichtlinearität aufweist. In den Seitenbändern um das Nutzsignal befinden sich dann die Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung, welche infolge des rauschsignalartigen Nutzsignals ebenfalls eine derartige Gestalt aufweisen. Die spektrale Leistungsdichte hat in den Seitenbändern normalerweise aber einen stetigen Verlauf mit einem verrundet verlaufenden

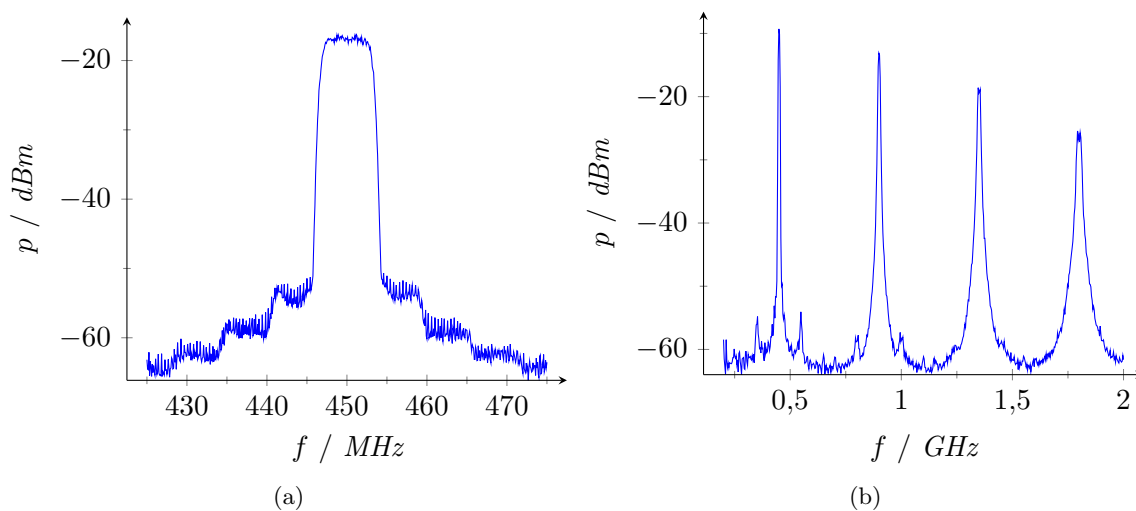


Abb. 4.23.: Spektrum eines 450 MHz-QPSK-Signals (6,25 MSym/s) am Ausgang des BP-PLM in 100 MHz (a) und 1,8 GHz (b) Bandbreite. Die Trägersignalleistung beträgt jeweils 3,7 dBm. Der Modulator wird mit einer Hüllkurvensignalamplitude von 500 mV voll angesteuert.

Anschluss an das eigentliche Nutzsignalspektrum. Bei den Messungen am PLM (s. Abb. 4.5) konnte dieses Verhalten ebenfalls beobachtet werden. Beim BP-PLM besitzen die Seitenbänder aber eine davon stark abweichende Gestalt. Es findet sich hier ein stufenartiger Verlauf mit mehreren Plateaus mit relativ konstanter Rauschleistungsdichte, die eine Breite von etwa der Bandbreite des Nutzsignals besitzen. Man kann daher den Schluss ziehen, dass hier nicht nur die nichtlinearen Verzerrungen des Modulators selbst, sondern möglicherweise auch von der D/A-Umsetzung bei der Testsignalerzeugung herührende Harmonische eine Rolle spielen, welche unter Umständen nicht vollständig ausgefiltert wurden. Beim Blick auf einen Ausschnitt des Spektrums mit einer auf ca. 2 GHz vergrößerten Bandbreite (Abb. 4.23b) lassen sich bereits charakteristische Eigenschaften eines Rechtecksignalspektrums erkennen. Im Spektrum sind Harmonische im Raster der Nutzsignalmittenfrequenz zu finden, deren Pegel zunächst nur langsam abfällt. Gleichzeitig findet zu höheren Harmonischen hin eine Aufweitung der Harmonischenspektren statt. Eine weitere Vergrößerung der dargestellten Bandbreite auf 10 GHz (Abb. 4.24) gibt einen Einblick in die Gestalt der Hüllkurve des Spektrums. Auffällig ist hier der Pegel einbruch bei 2,25 GHz und der nachfolgende erneute Anstieg des Pegels der Harmonischen, der an den si-förmigen Verlauf der spektralen Hüllkurve eines unmodulierten Rechtecksignals erinnert. Nach anfänglichem Abfall der Harmonischenpegel, verlangsamt sich der Abfall der Signalpegel allerdings, was zu einer sehr großen Bandbreite des Ausgangssignals führt. Insgesamt erstrecken sich die Komponenten des

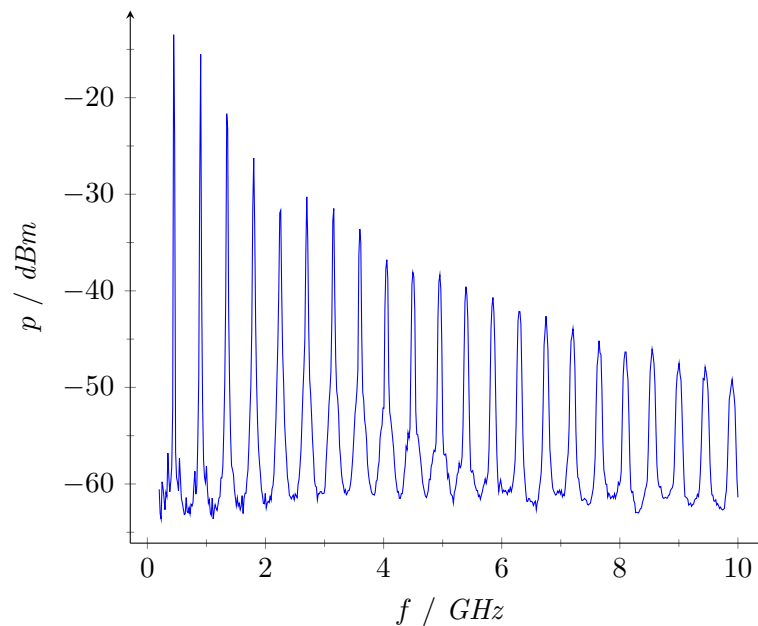


Abb. 4.24.: Spektrum des QPSK-Testsignals in 10 GHz Bandbreite. Der Verlauf der Hüllkurve des Spektrums, sowie die Aufweitung der Spektrallinien der Nutzsignalharmonischen ist gut zu erkennen.

Ausgangssignalspektrums bis hin zu Frequenzen im Bereich von etwa 20 GHz, bevor die Spektrallinien im Rauschflur verschwinden. Im Verlauf des Spektrums ist die Aufweitung der Spektrallinien der Harmonischen sehr gut zu erkennen, wobei die Amplituden der Seitenbänder um die Nutzsignalharmonischen einen deutlichen Frequenzgang, ähnlich dem der Harmonischen selbst, aufweisen. Beim Vergleich mit dem ebenfalls über eine Bandbreite von 10 GHz aufgezeichneten Spektrum des PLM-Signals (Abb. 4.4) fällt beim BP-PLM die Konzentration der Signalleistung innerhalb etwa der ersten vier Harmonischen auf, wobei dann zu höheren Frequenzen hin die Amplituden nahezu monoton abfallen. Beim PLM-Spektrum hingegen sind stark schwankende Amplituden zu beobachten, die auch im Bereich der zehnfachen Nutzsignalfrequenz noch signifikante Pegel aufweisen. Im Hinblick auf die Kodiereffizienz lässt sich daher bereits bei Betrachtung der Spektren erkennen, dass der BP-PLM hier deutliche Vorteile aufweist.

4.2.7. Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis

Bei der Messung der Übertragungscharakteristik des BP-PLM wurde gleichzeitig der Abstand zwischen dem unmodulierten HF-Trägersignal und dem Rauschflur im Ausgangssignalspektrum bestimmt. Die gemessenen Signal-Rauschabstände wurden dann auf die im Mobilfunkbereich übliche Kanalbandbreite von 5 MHz umgerechnet, wobei die in der Abbildung 4.25 dargestellten Ergebnisse erzielt werden konnten. Bei allen vier Messreihen ist bei Erhöhung der Hüllkurvensignalamplituden bis kurz vor dem Erreichen der Vollaussteuerung des Modulators eine stetige Vergrößerung des Träger-zu-Rauschleistungsverhältnisses (CNR) festzustellen. Es erfolgt dann ein leichter Abfall der Werte, bis schließlich an der Aussteuergrenze das CNR einbricht. Da die Aussteuergrenze abhängig von der HF-Trägersignalfrequenz bei leicht unterschiedlichen Hüllkurvensignalamplituden erreicht wird, zeigt sich auch hier ein Effekt der nicht vollständig kompensierten Kabeldämpfungen. Bei absolut identischen HF-Trägersignalamplituden am Modulatoreingang über den verschiedenen Messfrequenzen ist davon auszugehen, dass die CNR-Kurven praktisch deckungsgleich verlaufen würden. Die Verläufe für 900 MHz und 2 GHz deuten dies an. Maximal wird mit etwa 72 dB ein hoher Wert erreicht, wobei dieser im oberen Drittel des Aussteuerbereiches in einen flach verlaufenden Kurvenabschnitt auftritt. Für den Betrieb des BP-PLM stellt dies eine gute Voraussetzung für eine störungsarme Signalübertragung dar.

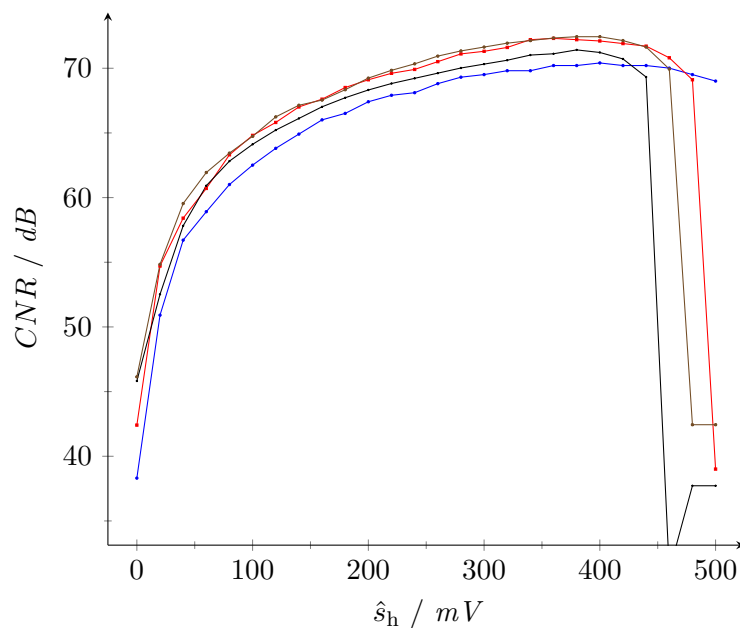


Abb. 4.25.: Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis (CNR) am Ausgang des BP-PLM. Die Messwerte sind auf eine Kanalbandbreite von 5 MHz umgerechnet. Trägersignalfrequenzen: 450 MHz \rightarrow , 900 MHz \rightarrow , 2 GHz \rightarrow , 3 GHz \rightarrow

4.2.8. Betrag des Fehlervektors

Entsprechend der Untersuchungen beim PLM wurden auch mit dem BP-PLM-Schaltkreis Messreihen zur Bestimmung des Fehlervektorbetrags durchgeführt. Da der BP-PLM prinzipiell einen frequenzagilen Betrieb ermöglicht, wurde dabei der Bereich der verwendeten HF-Trägersignalfrequenzen erweitert und neben 450 MHz und 900 MHz auch bei 2 und 3 GHz gemessen. Die HF-Trägersignalamplitude wurde so eingestellt, dass sie am Modulatoreingang 500 mV beträgt. Zur Vollaussteuerung des Modulators wird daher ein Hüllkurvensignal mit einer Maximalamplitude von ebenfalls 500 mV benötigt. Auch beim BP-PLM sollte untersucht werden, ob die Bandbreite des Nutzsignals einen Einfluss auf die Übertragungsqualität hat. Daher wurde neben der Modulationsart auch die Symbolrate der Testsignale verändert. Generell wurde bei den Messungen die Zeitverzögerung zwischen Hüllkurven- und Phasenmodulationssignal so eingestellt, dass ein EVM-Minimum bei 450 MHz und 1 MSym/s erreicht wurde. Hierzu war eine Verzögerung von 48 ns erforderlich.

Die Tabelle 4.3 gibt einen Überblick über die gemessenen EVM-Minimalwerte. Generell werden diese bei Vollaussteuerung des Modulators erreicht. Eine Verringerung der Aussteuerung führt immer zu einer Verschlechterung der EVM, wie nachfolgend noch gezeigt wird. Beim Vergleich der Ergebnisse fällt sofort auf, dass sowohl die EVM-Effektivwerte, als auch die EVM-Spitzenwerte bei Vergrößerung der HF-Trägersignalfrequenz stark ansteigen und bei 3 GHz den drei bis vierfachen Wert des Wertes bei 450 MHz erreichen. Wie bereits erläutert geht mit der Erhöhung der HF-Trägersignalfrequenz beim BP-PLM eine proportionale Verringerung des Dynamikbereiches einher. Die beobachtete EVM-Verschlechterung dürfte daher auf diesen Effekt zurückzuführen sein.

Die Vergrößerung der Symbolrate bei unveränderter Modulationsart führt zu einem Anstieg der EVM-Werte, der sich über die jeweils vier genutzten HF-Nutzsignalfrequenzen monoton fortsetzt. Der EVM-Zuwachs ist bei QPSK besonders stark ausgeprägt und schwächt sich zu höherwertigen Modulationsarten hin ab. Tendenziell verschlechtert sich also das EVM-Verhalten des BP-PLM mit steigender Bandbreite des Modulationssignals. Allerdings muss der beobachtete Anstieg nicht zwangsläufig ausschließlich vom Modulator herrühren. Eine weitere mögliche Ursache kann prinzipiell auch in der Erzeugung der Messsignale liegen. Infolge der Umwandlung der ursprünglich kartesischen Signale in eine polare Form steigt die von Hüllkurven- und Phasenmodulationssignal belegte Bandbreite stark an (es ist etwa eine Verzehnfachung zu beobachten), was generell erhöhte Anforderungen an die Signalverarbeitungskette der verwendeten Signalgeneratoren stellt. Weiterhin sinkt durch die mit der Vergrößerung der Symbolrate einhergehende höhere Bandbreite des Basisbandsignals gleichzeitig der Überabtastfaktor bei der Signalerzeugung der Hüllkurven- und Phasenmodulationssignale in den Signalgeneratoren, da die Abtastrate der D/A-Umsetzer konstant bleibt. Hierdurch verschlechtert sich das SNR der erzeugten Testsignale. Außerdem führt eine Erhöhung der Modulationssignalbandbreite beim I/Q-Modulator des Vektorsignalgenerators, welcher das phasenmodulierte HF-Trägersignal bereitstellt, ebenfalls zu einer Verschlechterung der Signalqualität, wie bereits bei den Referenzmessungen für die Testsignale beim PLM beobachtet worden ist. Infolge der Auftrennung in Phasenmodulations- und Hüllkurvensignalzweig beim

BP-PLM können die Testsignale allerdings nicht separat vom Modulator in Form von Referenzmessungen charakterisiert werden, so dass eine Aussage über die absolute Qualität der Testsignale zunächst nicht getroffen werden kann. Der beste gemessene EVM-Effektivwert von 1,05 % (QPSK, 1 MSym/s, 450 MHz) ist aber so niedrig, dass von einer hinreichenden Qualität der Testsignale ausgegangen werden kann.

Beim Übergang zu 64QAM-Signalen sind interessanterweise im Vergleich zu 16QAM sinkende Messwerte zu beobachten. Eine mögliche Erklärung dafür liegt in der Verteilung der Hüllkurvenamplituden bei den verwendeten Modulationsarten. Eine Erhöhung der Anzahl der Symbolzustände in der Konstellation hat eine Verschiebung der Amplitudenverteilung in Richtung größerer Amplituden zur Folge. Diese können beim BP-PLM aber störungsärmer übertragen werden, so dass insgesamt der EVM-Effektivwert im Vergleich

	f / GHz	EVM_{rms} / %	EVM_{pk} / %
QPSK, 1 MSym/s	0,45	1,05	2,6
	0,9	1,30	3,5
	2	2,25	6,5
	3	3,10	8,8
QPSK, 3,125 MSym/s	0,45	1,52	3,7
	0,9	1,70	4,6
	2	2,55	7,8
	3	3,36	8,0
16QAM, 1 MSym/s	0,45	1,50	3,6
	0,9	1,90	4,6
	2	3,60	9,4
	3	5,13	12,5
16QAM, 3,125 MSym/s	0,45	1,81	4,6
	0,9	2,18	5,5
	2	3,79	9,7
	3	5,21	12,6
QPSK, 6,25 MSym/s	0,45	1,90	5,6
	0,9	2,10	6,1
	2	3,13	9,4
	3	3,77	10,3
64QAM, 1 MSym/s	0,45	1,38	4,1
	0,9	1,77	7,2
	2	3,30	10,1
	3	4,60	11,3
64QAM, 6,25 MSym/s	0,45	1,84	5,4
UMTS TM3, 1 Träger	0,9	2,6	

Tabelle 4.3.: Gemessene EVM-Minimalwerte beim BP-PLM. Die Minima werden grundsätzlich bei Vollaussteuerung des Modulators erreicht.

geringer ausfällt. Auf die gleiche Weise ist auch die Verschlechterung der EVM-Werte bei 16QAM-Signalen im Vergleich zu QPSK erklärbar, da die vier im Konstellationsdiagramm innen liegenden Zustände mit kleinerer Amplitude, welche bei der Übertragung einer größeren Beeinträchtigung durch den Modulator unterworfen sind, bei QPSK nicht vorhanden sind.

Da es sinnvoll ist, neben den Werten bei Vollaussteuerung des Modulators auch den EVM-Verlauf bei kleineren Aussteuerungen zu bestimmen, wurde die Maximalamplitude der Hüllkurvensignale im Bereich von 50 bis 500 mV in 50 mV-Schritten variiert. Die Abbildungen 4.26, 4.27, 4.28 zeigen die gemessenen EVM-Verläufe für QPSK- und 16 QAM-Signale für 1 bzw. 3,125 MSym/s. Ein wesentlicher Unterschied zum PLM zeigt sich im Verlauf aller Kurven, die generell von einem Maximalwert aus in Richtung größerer Aussteuerung des Modulators abfallen. Die EVM-Werte verringern sich dabei zunächst stark und streben dann mit flacherem Verlauf gegen den bei Vollaussteuerung des Modulators erreichten Minimalwert. Sowohl für die Effektiv-, als auch für die Spitzenwerte verlaufen die Kurven nahezu ausnahmslos bei steigender Nutzsignalfrequenz über den Kurven niedrigerer Frequenzen. Insgesamt zeigt sich hierbei der Einfluss des nutzbaren Dynamikbereiches des Modulators sehr deutlich. Dieser nimmt wie im Abschnitt 2.2.4 erläutert, mit steigender Nutzsignalfrequenz ab. Bei sehr kleinen Amplituden kommt es außerdem zu nichtlinearen Verzerrungen, da die minimal mögliche Pulslänge dann nicht mehr erreicht wird. Kleinere Aussteuerungen haben daher schlechtere EVM-Werte zur Folge. Die nichtlinearen Effekte bei der Übertragung sehr kleiner Amplituden wären auch eine denkbare Erklärung für die bei Maximalamplituden unter etwa 100 bis 150 mV,

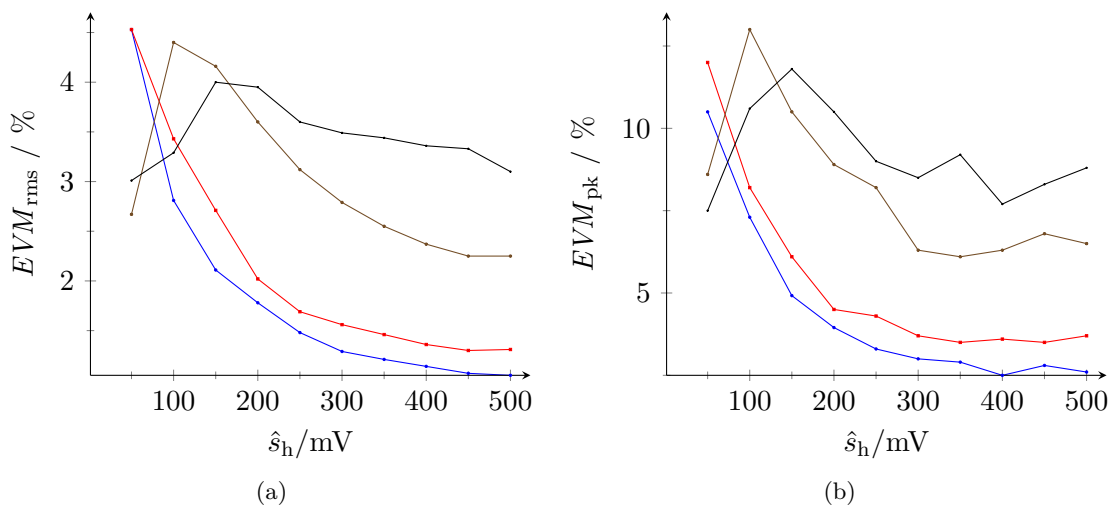


Abb. 4.26.: EVM für ein QPSK-Signal mit 1 MSym/s Symbolrate beim BP-PLM. Darstellung der EVM-Effektivwerte (a) und Spitzenwerte (b). Die Messungen wurden mit Trägersignalfrequenzen von 450 MHz —●—, 900 MHz —●—, 2 GHz —●— und 3 GHz —●— durchgeführt.

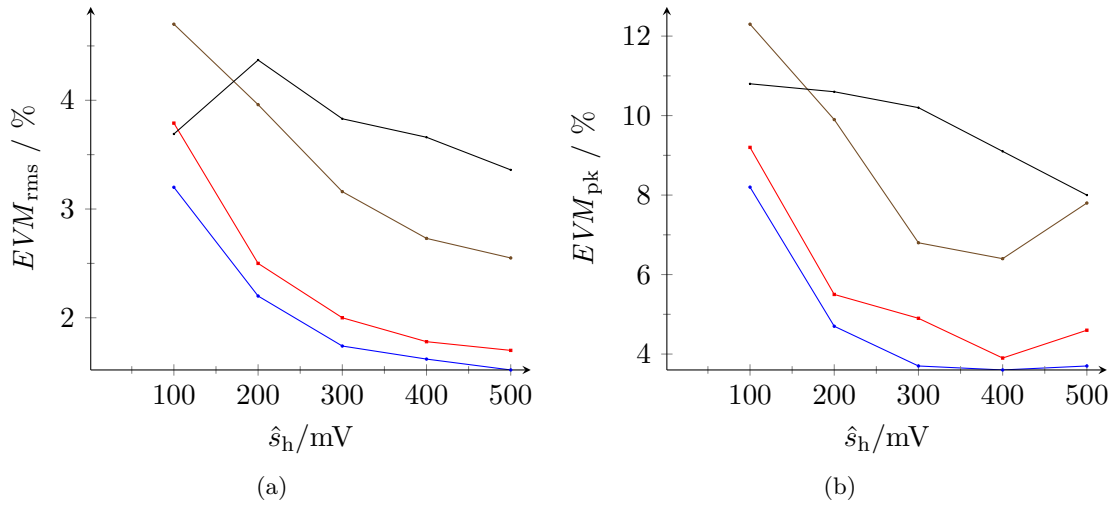


Abb. 4.27.: EVM für ein QPSK-Signal mit 3,125 MSym/s Symbolrate beim BP-PLM. Darstellung der EVM-Effektivwerte (a) und Spitzenwerte (b). Die Messungen wurden mit Trägersignalfrequenzen von 450 MHz —, 900 MHz —, 2 GHz — und 3 GHz — durchgeführt.

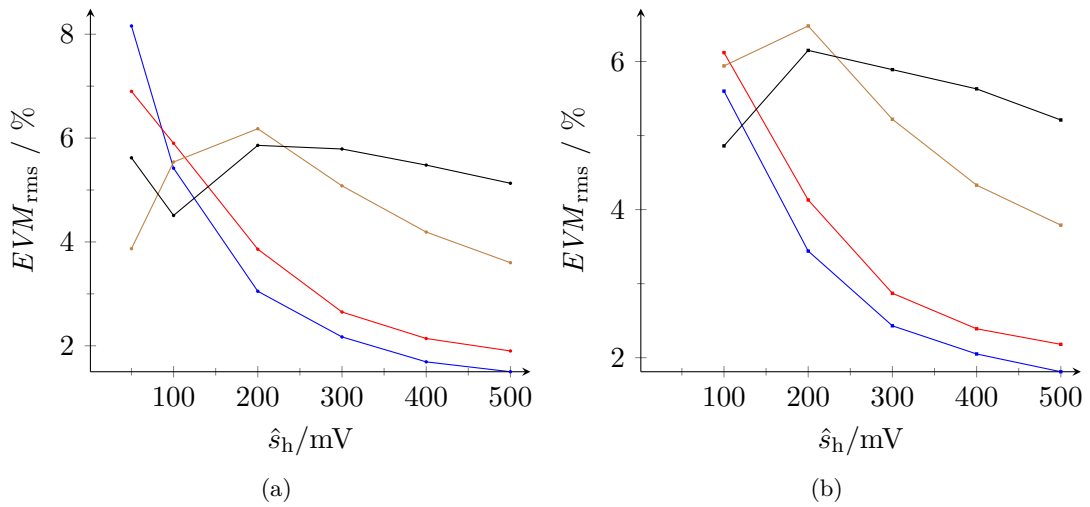


Abb. 4.28.: EVM für 16QAM-Signale mit 1 MSym/s (a) bzw. 3,125 MSym/s (b) Symbolrate beim BP-PLM. Die Messungen wurden mit Trägersignalfrequenzen von 450 MHz —, 900 MHz —, 2 GHz — und 3 GHz — durchgeführt.

sowie Nutzsignalfrequenzen von 2 und 3 GHz zu beobachtenden geringeren EVM-Werte, die bei Vergrößerung der Aussteuerung dann zunächst steigen. Die Modulasi-

onsart und die Symbolrate haben nahezu keinen Einfluss auf den prinzipiellen Verlauf der EVM-Werte. Es ist im Wesentlichen eine Verschiebung der Kurven entsprechend der bei Vollaussteuerung erreichten Minimalwerte zu beobachten. Zusätzlich zu den beschriebenen QPSK- und QAM-Messungen bestand die Möglichkeit, den BP-PLM mit einem UMTS-Testsignal zu vermessen. Hierbei wurde ein TM3-Testsignal mit einem HF-Träger bei 900 MHz verwendet, das einen Crestfaktor von 5,6 dB aufwies. Es konnte ein Symbol-EVM-Wert von 2,6 % ermittelt werden, was einen für die praktische Anwendung guten Wert darstellt. Vergleicht man die Messergebnisse mit den Vorgaben der UMTS-Spezifikation für Basisstationen [78] im Hinblick auf die bei der Übertragung einzuhaltenden EVM-Werte (17,5 % für QPSK-Composite-Signal, 12,5 % für 16QAM), zeigt sich, dass in dieser Hinsicht großzügige Reserven bestehen. Allerdings wird dieser Spielraum auch benötigt, da eine nachgeschaltete Schaltverstärkerendstufe mit Sicherheit zu einer Verschlechterung des EVM-Verhaltens beitragen wird.

4.2.9. Nachbarkanalleistungsverhältnis

Analog zur Messung des Nachbarkanalleistungsverhältnisses beim PLM kamen beim BP-PLM ebenfalls QPSK- und 16QAM-Signale zum Einsatz, um auch beim BP-PLM einen möglicherweise vorhandenen Einfluss der Modulationsarten auf das ACPR-Verhalten des Modulators zu untersuchen. Dabei wurden wie bei den vorangegangenen Messungen Symbolraten von 1 MSym/s und 3,125 MSym/s verwendet. Für die Messungen mit 3,125 MSym/s wurden allerdings Kanalbandbreiten von 5 MHz und Kanalabstände von 5 bzw. 10 MHz gewählt, um eine bessere Vergleichbarkeit mit den ACPR-Werten in der UMTS-Spezifikation zu gewährleisten. Für die Messungen mit 1 MSym/s wurden die Kanalbandbreite und -abstände dann entsprechend der kleineren belegten Bandbreite auf 3 MHz Kanalbandbreite und Kanalabstände von 1,5 MHz und 3 MHz skaliert um hier ebenfalls eine Verbesserung der Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu Messungen bei 3,125 MSym/s zu erhalten. Da die Messergebnisse für das jeweilige untere- bzw. obere Seitenband nahezu identisch ausfallen, sind im Interesse einer übersichtlicheren Darstellung in den folgenden Abbildungen nur die Kurvenverläufe für das obere Seitenband dargestellt. Wie bereits zuvor bei den EVM-Messungen, wurde die Hüllkurvenamplitude jeweils ausgehend von 50 bzw. 100 mV in Schritten von 50 (bzw. 100 mV bei den Messungen mit 3,125 MSym/s) erhöht, bis bei 500 mV die Vollaussteuerung des Modulators erreicht wurde.

Die Abbildung 4.29a gibt die Ergebnisse für Messungen mit einem 1 MSym/s-QPSK-Signal wieder. Wie bereits aus vorherigen Messungen bzw. theoretischen Überlegungen zu erwarten, zeigen die Kurven mit der niedrigsten verwendeten Trägersignalfrequenz von 450 MHz die besten ACPR-Werte, die sich zu höheren Nutzsignalfrequenzen hin verschlechtern. Auch sinken die ACPR-Werte für 450- und 900 MHz monoton mit steigender Aussteuerung des Modulators. Allerdings sind bei 2 und 3 GHz einige Auffälligkeiten zu beobachten, wie sie bereits in ähnlicher Form bei den entsprechenden EVM-Messungen zu sehen waren. Bei 2 GHz erfolgt bei der Messung im ersten Nachbarkanal mit 1,5 MHz Abstand zur Mittenfrequenz des Nutzsignalbands bei Vergrößerung der Hüllkurvensignalamplitude zunächst im Unterschied zu den Kurven bei 450 MHz und 900 MHz eine

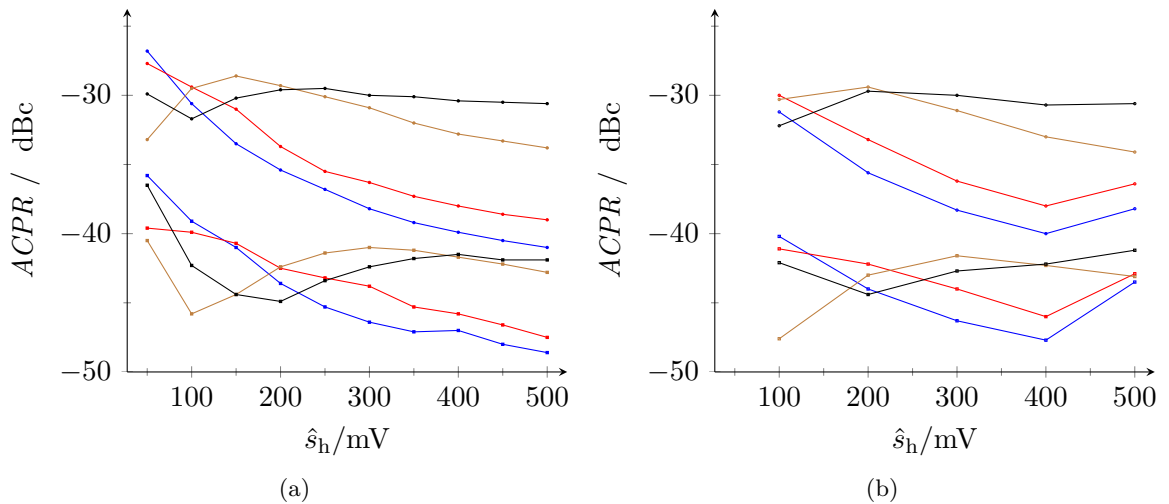


Abb. 4.29.: ACPR für QPSK-Signale mit 1 MSym/s (Kanalbandbreite 1,5 MHz; Kanalabstände 1,5 bzw. 3 MHz) (a) bzw. 3,125 MSym/s (5 MHz Bandbreite; Kanalabstände 5 bzw. 10 MHz) (b) Symbolrate beim BP-PLM. ACPR-Werte nur für oberes Seitenband dargestellt. Trägersignalfrequenzen: 450 MHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow), 900 MHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow), 2 GHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow), 3 GHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow).

deutliche Verschlechterung des ACPR (ausgehend von -33 dBc), bis bei 150 mV die Kurve ein Maximum erreicht (-28,6 dBc). Danach schließt sich ein stetiger Abfall an, bis bei Vollaussteuerung des Modulators etwa -34 dBc erreicht werden. In diesem Abschnitt verläuft die 2 GHz-Kurve in etwa parallel zur 900 MHz-Kurve. Bei 3 GHz erscheint der Kurvenverlauf anfangs im Vergleich zu 2 GHz um etwa 50 mV zu höheren Amplituden hin verschoben. Nach Erreichen des Maximums verharret die Kurve allerdings auf recht hohem Niveau (ca. -30 dBc), ohne den in Richtung Vollaussteuerung des Modulators sonst zu beobachtenden fallenden Verlauf aufzuweisen.

Im zweiten Nachbarkanal (3 MHz Abstand zur Nutzsignalmittenfrequenz) zeigen sich für 450 MHz und 900 MHz im Vergleich zum ersten Nachbarkanal sehr ähnliche Kurvenverläufe, die aber um etwa 10 dB in Richtung geringerer ACPR-Werte (größerer Abstand zum Nutzsignalkanal) verlaufen. Bei 2 GHz und 3 GHz sind hier ebenfalls deutliche Unterschiede im ACPR-Verhalten zu beobachten. Bei 2 GHz erfolgt zunächst eine deutliche Verringerung des ACPR-Werts auf ein Minimum (-45,8 dBc) bei 100 mV Hüllkurvensignalamplitude, woran sich ein Anstieg bis auf -30,9 dBc anschließt und schließlich in Richtung Vollaussteuerung wiederum ein flacher Abfall der Werte zu verzeichnen ist, der in diesem Kurvenabschnitt ebenfalls etwa die gleiche Steigung hat, wie die 900 MHz-Kurve. Der Verlauf der ACPR-Werte für 3 GHz erscheint auch im zweiten Nachbarkanal

um etwa 50 mV zu höheren Hüllkurvensignalamplituden hin versetzt. Wie bereits im ersten Nachbarkanal, läuft die Kurve nach Erreichen des Maximums mit einem nahezu konstanten ACPR-Wert (-42 dBc) in Richtung Vollaussteuerung des Modulators.

Das beobachtete ACPR-Verhalten bei 2 GHz und 3 GHz untermauert insgesamt die Überlegungen hinsichtlich der zu höheren HF-Trägersignalfrequenzen verstärkt auftretenden nichtlinearen Verzerrungen beim BP-PLM. Die infolge nichtlinearer Verzerrungen entstehenden Intermodulationsprodukte fallen ja in Frequenzbereiche, die in unmittelbarer Nachbarschaft zum Nutzsignalkanal liegen und werden bei den ACPR-Messungen erfasst und quantifiziert. Um auch einen evtl. vorhandenen Einfluss der Symbolrate und damit einhergehend auch der belegten Bandbreite des HF-Nutzsignals auf das ACPR-Verhalten des Modulators erkennen zu können, wurden die Messungen mit einem QPSK-Signal mit einer auf 3,125 MSym/s erhöhten Symbolrate erneut durchgeführt. Die Abbildung 4.29b gibt die ermittelten Werte wieder. Zur Vereinfachung der Messung wurde in 100 mV-Schritten die Hüllkurvenamplitude erhöht. Insgesamt zeigen sich sehr ähnliche Verläufe, wie bei den Messungen mit 1 MSym/s. Es ist lediglich bei 450 MHz und 900 MHz eine Verschlechterung der ACPR-Werte bei Erhöhung der Amplitude von 400 mV auf 500 mV festzustellen, die evtl. aber auch in fehlerhaften Messwerten begründet sein kann, da dieses Verhalten bei keiner der drei anderen Messreihen zu beobachten war. Schließlich wurden auch noch Messungen mit 16QAM-Signalen mit 1 MSym/s, sowie 3,125 MSym/s Symbolrate ausgeführt, um einen möglichen Einfluss der Modulationsart zu prüfen, durch die ja eine unterschiedliche Verteilung der im Modulationssignal auftretenden Amplituden bedingt ist. Die in den Abbildungen 4.30a und 4.30b wiedergegebenen Ergebnisse zeigen im Vergleich zu den QPSK-Resultaten sehr ähnliche ACPR-Werte und Kurvenverläufe für beide Symbolraten. Man kann also insgesamt den Schluss ziehen, dass für das Betriebsverhalten des BP-PLM die Modulationsart und belegte Bandbreite zumindest in den untersuchten Grenzen nahezu keine Rolle spielen und es von daher keine Beschränkungen für den Betrieb des Modulators gibt.

Die für die Vollaussteuerung des Modulators erreichten ACPR-Werte sind im Interesse einer übersichtlicheren Darstellung nochmals in der folgenden Tabelle 4.4 zusammengefasst. Die bei der Messung mit dem UMTS TM3-Signal ermittelten Werte erfüllen die für UMTS spezifizierten [78] ACLR-Werte von mindestens 45 bzw. 50 dBc in 5 bzw. 10 MHz Abstand, beinhalten aber keine allzu große Reserve für zusätzliche Beeinträchtigungen des Sendesignals z. B. durch die nachgeschaltete Schaltverstärkerendstufe. Beim direkten Vergleich der Werte für QPSK bzw. 16QAM mit den TM3-Werten ist allerdings zu beachten, dass bei UMTS-ACLR-Messungen das Nutz- und Nachbarkanalsignal jeweils einer RRC-Filterung unterworfen wird, wodurch die Vergleichbarkeit der Messergebnisse nicht gewährleistet ist. Es zeigt sich, dass die Wahl der bei den ACPR-Messungen für QPSK und 16QAM verwendeten Kanalbandbreiten und -abstände in Abhängigkeit von der Symbolrate des Nutzsignals eine sinnvolle Entscheidung ist, da sich bei den beiden Symbolraten sehr ähnliche ACPR-Werte ergeben. Würde die Nutzsignalkanalbandbreite im Vergleich zu der vom Nutzsignal belegten Bandbreite wesentlich größer gewählt, kann nicht mehr davon ausgegangen werden, korrekte Werte zu erhalten, da in diesem Fall dann bereits von Nichtlinearitäten herrührende Spektralanteile im Nutzsignalkanal liegen, anstatt im ersten Nachbarkanal gemessen zu werden.

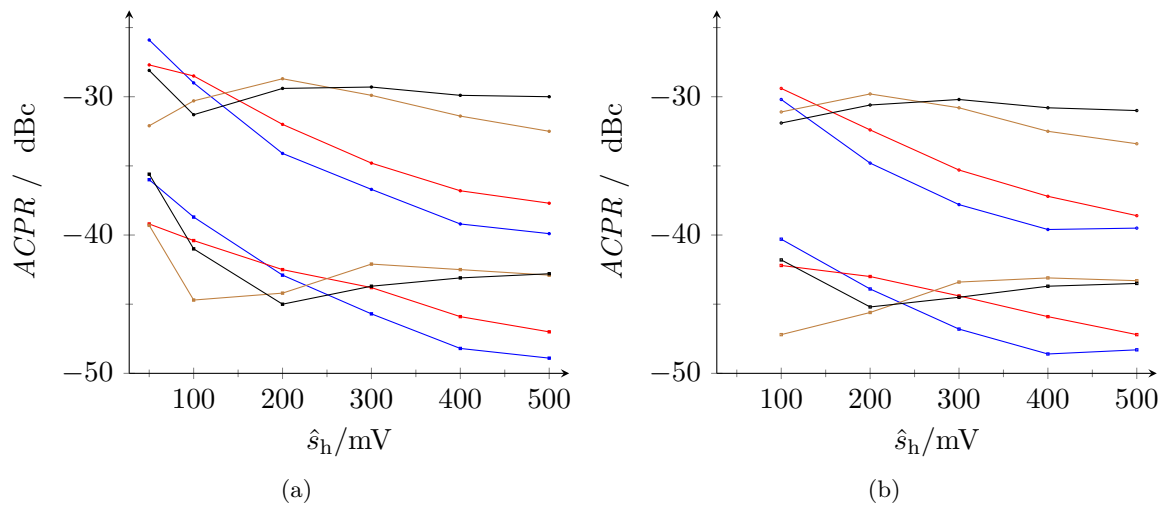


Abb. 4.30.: ACPR für 16QAM-Signale mit 1 MSym/s (Kanalbandbreite 1,5 MHz; Kanalabstände 1,5 bzw. 3 MHz) (a) bzw. 3,125 MSym/s (5 MHz Bandbreite; Kanalabstände 5 bzw. 10 MHz) (b) Symbolrate beim BP-PLM. ACPR-Werte nur für oberes Seitenband dargestellt. Trägersignalfrequenzen: 450 MHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow), 900 MHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow), 2 GHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow), 3 GHz (Δf 1,5 MHz \rightarrow ; Δf 3 MHz \rightarrow ; Δf 5 MHz \rightarrow ; Δf 10 MHz \rightarrow).

Modulation	Symbolrate	$ACPR_{1,5\text{ MHz}}$	$ACPR_{3\text{ MHz}}$	$ACPR_{5\text{ MHz}}$	$ACPR_{10\text{ MHz}}$
450 MHz:					
QPSK	1 MSym/s	-41 dBc	-48,6 dBc		
QPSK	3,125 MSym/s			-38,2 dBc	-43,5 dBc
16QAM	1 MSym/s	-39,9 dBc	-48,9 dBc		
16QAM	3,125 MSym/s			-39,5 dBc	-48,3 dBc
900 MHz:					
QPSK	1 MSym/s	-39 dBc	-47,5 dBc		
QPSK	3,125 MSym/s			-36,4 dBc	-42,9 dBc
16QAM	1 MSym/s	-37,7 dBc	-47,0 dBc		
16QAM	3,125 MSym/s			-38,6 dBc	-47,2 dBc
UMTS TM3				46,5 dBc	52,9 dBc
2 GHz:					
QPSK	1 MSym/s	-33,8 dBc	-42,8 dBc		
QPSK	3,125 MSym/s			-34,1 dBc	-43,1 dBc
16QAM	1 MSym/s	-32,5 dBc	-42,9 dBc		
16QAM	3,125 MSym/s			-33,4 dBc	-43,3 dBc
3 GHz:					
QPSK	1 MSym/s	-30,6 dBc	-41,9 dBc		
QPSK	3,125 MSym/s			-30,6 dBc	-41,2 dBc
16QAM	1 MSym/s	-30,0 dBc	-42,8 dBc		
16QAM	3,125 MSym/s			-31,0 dBc	-43,5 dBc

Tabelle 4.4.: Zusammenfassung der erreichten ACPR-Werte (Werte für OSB) für den BP-PLM bei Vollaussteuerung des Modulators für die untersuchten Modulationsarten und Symbolraten.

4.2.10. Konstellationsdiagramm

Die Abbildung 4.31 zeigt Konstellationsdiagramme für ein 450 MHz-QPSK-Nutzsignal (1 MSym/s), wobei hier insbesondere der Einfluss der zeitlichen Synchronisation zwischen Hüllkurven- und Phasenmodulationspfad beim BP-PLM auf die Qualität des Modulatorausgangssignals verdeutlicht werden soll. Wird diese nicht exakt eingehalten, so kommt es zu dem gleichzeitigen Auftreten von Phasen- und Amplitudenfehlern im Ausgangssignal des Modulators, wie sie in der Abbildung 4.31a erkennbar sind. Die Übertragung des HF-Nutzsignals wird hierdurch beeinträchtigt, da es zu einer Aufweitung der Symbolpositionen kommt, was sich auch in einer Verschlechterung der messbaren EVM-Werte niederschlägt. Es ergibt sich deshalb die Notwendigkeit einer optimalen Einstellung der Zeitverzögerung zwischen dem Hüllkurven- und Phasenmodulationssignal. Bei dem verwendeten Messaufbau konnten zunächst durch Verwendung einer möglichst hohen Taktfrequenz der D/A-Umsetzer (max. 105 MHz) in den Signalgeneratoren und Einstellung der Verzögerung zwischen den beiden Signalpfaden in Schritten ganzer Taktperioden Verbesserungen erreicht werden, die aber noch keine optimalen Ergebnisse lieferten. Eine Lösung, die Zeitverzögerung stufenlos einstellen zu können, bestand darin, die Arbiträrsignalgeneratoren (AWGs) mit externen 10 MHz-Referenzsignalen zu versorgen und dabei in den Referenzsignalpfad eines der beiden Generatoren einen zusätzlichen Sinusgenerator mit 10 MHz Ausgangssignalfrequenz einzufügen (s. Abb. 4.18). Da die in den AWGs intern erzeugten Taktsignalquellen für die D/A-Umsetzer an die jeweilige ex-

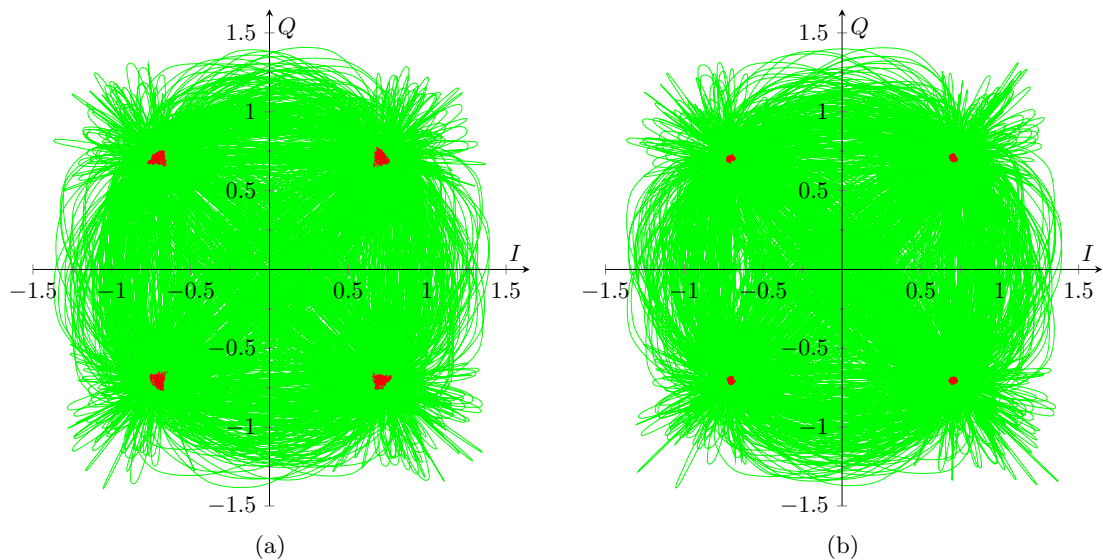


Abb. 4.31.: Einfluss eines Laufzeitausgleichs zwischen Hüllkurven- und Phasenmodulationspfad beim BP-PLM am Beispiel eines 450 MHz-QPSK-Signals mit 1 MSym/s. (a) ohne Laufzeitausgleich, (b) optimal bemessener Signallaufzeitausgleich mit 48 ns Verzögerung zwischen den Signalpfaden.

terne Referenzfrequenz per PLL angebunden sind, kann durch kurzzeitige Änderung der Referenzfrequenz um einige Hertz die Phasenlage der Taktsignale verstellt werden. Die Abweichung der Referenzfrequenz wird so lange beibehalten, bis ein Minimum der laufend bestimmten EVM-Messwerte erreicht ist. Mit Hilfe der Darstellung zweier von den AWGs erzeugter Markersignale auf einem Oszilloskop kann dann die optimale Zeitverzögerung zwischen Hüllkurven- und Phasenmodulationssignal bestimmt werden, die hier einen Wert von 48 ns hatte. Im gemessenen Konstellationsdiagramm führen diese Maßnahmen dann zu scharf abgegrenzten Konstellationspunkten mit minimaler Ausdehnung und entsprechend minimalen EVM-Werten, wie die Abbildung 4.31b verdeutlicht.

4.2.11. Pulsängenstatistik

Entsprechend der Vorgehensweise beim PLM, sind auch beim BP-PLM Messungen zur Bestimmung der Häufigkeitsverteilung der im Ausgangssignal des Modulators auftretenden Pulsängen durchgeführt worden. Bei den Messungen fanden QPSK- und 16QAM-Signale mit Symbolraten von jeweils 1 MSym/s Verwendung. Die Abbildung 4.32 gibt die ermittelten Häufigkeitsverteilungen wieder, die auf die jeweilige Gesamtzahl an Messwerten normiert worden sind, um eine Vergleichbarkeit der ermittelten Verteilungen zu gewährleisten. Beim Vergleich der messtechnisch ermittelten Kurvenverläufe mit den im Abschnitt 2.2.3 errechneten Pulsängenverteilungen (s. Abb. 2.9b) bzw. Tab. 2.3) zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung. Die prinzipiell beim BP-PLM-Signal maximal mögliche Pulsänge von einer halben HF-Trägersignalperiode beträgt bei der verwend-

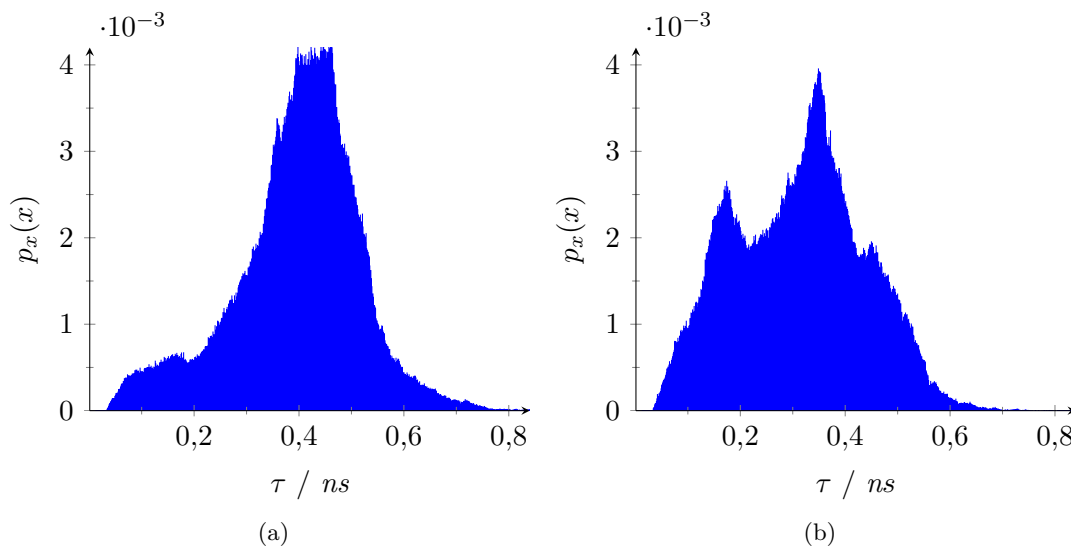


Abb. 4.32.: Häufigkeitsverteilung der im BP-PLM-Ausgangssignal auftretenden Pulsängen bei (a) QPSK-Modulation und (b) 16-QAM-Modulation und 450 MHz HF-Trägersignalfrequenz (Symbolrate jeweils 1 MSym/s). Die Werte sind auf die jeweilige Gesamtzahl an Messwerten normiert.

ten HF-Trägersignalfrequenz von 450 MHz 1,11 ns. In den dargestellten Kurvenverläufen wurde die Abszisse auf 0,8 ns verkürzt, da in den darüber hinausgehenden Pulslängenbereichen keine noch darstellbaren Messwerte vorkommen. Der Modulator wurde in beiden Fällen nahezu bei Vollaussteuerung betrieben, ohne dass Überschreitungen des Aussteuerbereiches bei den gemessenen Pulslängen auftraten. Bei der Häufigkeitsverteilung für 16QAM ist im Unterschied zu QPSK eine deutliche Verbreiterung des Wertebereichs der auftretenden Pulslängenwerte zu kürzeren Pulslängen hin zu beobachten, wobei auch die charakteristische Einsattelung bei etwa 0,2 ns auftritt, die bei der berechneten Verteilung ebenfalls vorhanden ist. Anhand dieser charakteristischen Unterschiede lässt sich gut nachvollziehen, dass das 16QAM-Signal im Vergleich zu QPSK eine etwas schlechtere Kodiereffizienz aufweist. Vergleicht man weiterhin die ermittelten Verteilungen mit den beim PLM gemessenen (s. Abb. 4.15), so werden die deutlich günstigeren Eigenschaften der BP-PLM hinsichtlich der im Ausgangssignal des Modulators auftretenden Pulslängen klar ersichtlich. Beim PLM kann die maximale Pulslänge die Periodendauer der Abtastfrequenz erreichen (bei 1,8 GHz entsprechend 555,5 ps), wobei die meisten auftretenden Pulslängen noch deutlich darunter liegen. Beim BP-PLM liegt der Bereich mit den am häufigsten vorkommenden Pulslängen im Falle eines QPSK-Signals bei etwa 450 ps und damit nur knapp unter dem größtmöglichen Wert beim PLM. Die Häufigkeit der vorkommenden Pulslängen ist beim BP-PLM also deutlich in Richtung größerer Pulslängen verschoben, was eben zu der deutlich höheren Kodiereffizienz des BP-PLM führt.

4.3. Zusammenfassung der Messergebnisse

Zum Vergleich der bei den Messungen an PLM und BP-PLM beobachteten Eigenschaften der Modulatoren sind einige der ermittelten Messwerte für EVM und ACPR bei minimaler und maximaler Aussteuerung in der Tabelle 4.5 zusammengestellt. Da der PLM infolge der prinzipbedingt erforderlichen Überabtastung des Eingangssignals nur mit Eingangssignalen bis maximal 900 MHz betrieben worden ist, sind in der Tabelle für den BP-PLM nur Werte für 450 MHz und 900 MHz aufgeführt.

Generell ist zu beobachten, dass mit einer Verschlechterung der EVM-Werte auch schlechtere ACPR-Werte einhergehen. Die durch Abweichungen vom idealen Betriebsverhalten des Modulators hervorgerufene Beeinträchtigung der Übertragungssignalqualität hat also in jedem Fall auch Auswirkungen abseits des Nutzsignalkanals. Beim Betrachten der EVM-Werte fällt sofort ein wesentlicher Unterschied zwischen PLM und BP-PLM ins Auge, denn die Werte verhalten sich beim Betrieb mit den kleinsten verwendeten Signalpegeln (-30 dBm bzw. 50 mV) und bei Vollaussteuerung genau entgegengesetzt. Der PLM erreicht optimale EVM-Werte also nur bei minimaler Aussteuerung, während der

Modulation	f/MHz	Messwert PLM		Messwert BP-PLM	
		$p_{\text{in}} = -30 \text{ dBm}$	$p_{\text{in}} = -6 \text{ dBm}$	$\hat{u}_{\text{h}} = 50 \text{ mV}$	$\hat{u}_{\text{h}} = 500 \text{ mV}$
EVM _{rms} :					
QPSK	450	0,7 %	6,5 %	4,5 %	1,1 %
QPSK	900	0,7 %	6,3 %	4,5 %	1,3 %
16QAM	450	0,5 %	7,7 %	8,2 %	1,5 %
16QAM	900			6,9 %	1,9 %
UMTS TM3	900				2,6 %
ACPR:					
QPSK	450	-47,2 dBc	-29,7 dBc	-26,8 dBc	-41,0 dBc
QPSK	900	-46,9 dBc	-30,2 dBc	-27,7 dBc	-39,0 dBc
16QAM	450	-47,2 dBc	-27,1 dBc	-25,9 dBc	-39,9 dBc
16QAM	900			-27,7 dBc	-37,7 dBc
UMTS TM3	900				-46,5 dBc

Tabelle 4.5.: Gegenüberstellung gemessener EVM- und ACPR-Werte der PLM- und BP-PLM Schaltkreise für jeweils den minimalen und maximalen Eingangsspiegel der Modulatoren. Die ACPR-Werte sind für 1,5 MHz-Bandbreite im ersten oberen Nachbarkanal angegeben, für die UMTS-Messung beim BP-PLM bezieht sich die Angabe auf die standardkonformen Messbedingungen (5 MHz Ablage, 3,84 MHz Kanalbandbreite). Bei den QPSK- und 16QAM-Ergebnissen liegt eine Symbolrate von 1 MSym/s zugrunde. Die UMTS-Messung am BP-PLM wurde mit einem einkanaligen TM3-Signal ausgeführt, welches einen Crestfaktor von 5,6 dB aufwies.

BP-PLM diese bei Vollaussteuerung aufweist. Die EVM-Werte des PLM bei minimaler Aussteuerung sind zwar geringer als die Bestwerte des BP-PLM, allerdings ist dieser Vorteil in der Praxis nicht relevant, da der Betrieb des Modulators für eine hohe Gesamteffizienz des Schaltverstärkersystems möglichst im Bereich der Vollaussteuerung erfolgen muss. Das EVM-Verhalten des BP-PLM hingegen, bei dem die niedrigsten Beeinträchtigungen des Nutzsignals bei Vollaussteuerung auftreten, zeigt daher im Hinblick auf die Anforderungen des praktischen Einsatzes wesentlich günstigere Eigenschaften. Ebenfalls ist ersichtlich, dass die verwendete Modulationsart zumindest bei Vollaussteuerung der Modulatoren kaum Einfluss auf das EVM-Verhalten hat. Lediglich beim BP-PLM zeigt sich ein stärkerer Anstieg der EVM-Werte bei sehr kleiner Aussteuerung, da in diesem Bereich die nichtlinearen Verzerrungen des Modulators prinzipbedingt am stärksten hervortreten, was aber für den praktischen Einsatz wie erläutert keine nennenswerte Rolle spielt.

Zur Bewertung der Praxistauglichkeit der Modulatoren anhand der ermittelten Messwerte, kann die Spezifikation für den Betrieb von *UMTS*-Basisstationen [78] herangezogen werden. Dort sind für EVM und ACPR bzw. ACLR folgende Grenzwerte definiert: Composite-EVM (Wert gilt für Kombination aus mehreren Code-Domain-Signalen, jeweils QPSK-moduliert) wenn ausschließlich QPSK-Modulation verwendet wird max. 17,5 %; welches sich auf max. 12,5 % reduziert, falls auch 16QAM-Signale verwendet werden. Für ACLR sind in 5 bzw. 10 MHz Kanalabstand Werte von min. -45 bzw. -50 dBc gefordert. Für alle getesteten Modulationssignale werden die EVM-Anforderungen problemlos erfüllt und es besteht noch einiges an Spielraum bis zum Erreichen des Grenzwertes der Spezifikation. Hierbei muss allerdings beachtet werden, dass der Grenzwert für ein Summensignal aus zahlreichen QPSK-modulierten Datenkanälen gilt und bei den Messungen jeweils nur ein einziges Modulationssignal verwendet worden ist. In der Praxis wäre zu erwarten, dass für ein realistisches UMTS-Composite-Signal sich der zu messende EVM-Wert etwas verschlechtern würde und in dieser Hinsicht eine gewisse EVM-Marge benötigt wird.

Hinsichtlich der ACPR-Werte wird nur bei der Messung des BP-PLM mit dem UMTS-Testsignal der für UMTS spezifizierte Grenzwert unterschritten, bei den QPSK- und 16QAM-Messungen betragen die Abstände zu den spezifizierten -45 dBc zwischen 4 und 7 dB. Hierbei ist allerdings zu beachten, dass bei den QPSK- und 16QAM-Messungen keine zusätzliche Kanalfilterung vorgenommen wurde. Bei Messungen gemäß UMTS-Spezifikation werden die Spektralanteile im Nachbarkanal ebenso wie das Nutzsignal einer RRC-Filterung unterzogen, wodurch die ermittelten Werte nicht absolut vergleichbar sind. Für den BP-PLM kann aber festgestellt werden, dass die UMTS-Spezifikation eingehalten werden kann, wenn auch nicht mit großer Reserve. Durch Maßnahmen zur weitergehenden Linearisierung der Übertragungscharakteristik der Modulatoren, wie z. B. durch Anwendung von Verfahren zur adaptiven Vorverzerrung, ist zu erwarten, dass das ACPR-Verhalten aber noch weiter verbessert werden kann.

Insgesamt zeigen die Messergebnisse, dass die entwickelten Modulatorkonzepte bereits in der vorliegenden Form, welche durchaus noch Raum für weitere Optimierungen besitzt, für praktische Anwendungen taugliche Leistungsmerkmale aufweisen.

5. Zusammenfassung und Ausblick auf die weitere Entwicklung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden am Beispiel der konventionellen Pulslängenmodulation, sowie der Bandpass-Pulslängenmodulation Verfahren zur Ansteuerung von Schaltverstärkern untersucht, welche sich zur effizienten Leistungsverstärkung von Hochfrequenzsignalen mit variabler Einhüllenden eignen. Bei den Untersuchungen wurden Modulationssignale im Frequenzbereich von 450 MHz bis 3 GHz betrachtet, wie sie insbesondere für Anwendungen in der Mobilkommunikation von Interesse sind. Anhand von praktischen Implementierungen in Form von integrierten Modulatorschaltungen in einer 250 nm-SiGe-Halbleitertechnologie konnten die wichtigsten Eigenschaften der Modulationsverfahren messtechnisch verifiziert und die Tauglichkeit der beiden untersuchten Verfahren für den praktischen Einsatz nachgewiesen werden.

Ausgangspunkt der Untersuchungen war das Verfahren der konventionellen Pulslängenmodulation, bei der das Eingangssignal des Modulators einer Überabtastung unterzogen werden muss. Eine wesentliche Eigenschaft des Ausgangsspektrums bei der konventionellen PLM ist das Auftreten von Bessel-Spektren um die Harmonischen der Abtastsignalfrequenz. Da diese Spektralanteile im Prinzip unendlich weit ausgedehnt sind, kommt es insbesondere bei nur geringem Überabtastfaktor zur Überlagerung von unerwünschten Störsignalen mit dem Nutzsignal und damit zu einer Beeinträchtigung der Übertragungssignalqualität. Es stellte sich heraus, dass beim Entwurf eines PLM die Erzeugung des als Vergleichssignal benötigten Dreiecksignals bei der für Anwendungen im Mobilfunk notwendigen hohen Abtastfrequenz (1,8 GHz bei der entwickelten Schaltung) mit Schwierigkeiten hinsichtlich der Linearität der Signalfanken verbunden ist, deren Nichtlinearität direkt das Übertragungsverhalten des Modulators beeinflusst. Auch stellt die hohe Frequenz des Dreiecksignals erhöhte Anforderungen an den im Modulator enthaltenen Komparator, der in der Lage sein muss, im zeitkontinuierlichen Betrieb mit kleiner und über den Eingangssignalamplitudenverlauf möglichst konstanter Signaldurchlaufverzögerung zu arbeiten.

Die wichtigste Kenngröße zur Beurteilung der Eignung eines Modulationsverfahrens zur Ansteuerung eines Schaltverstärkers stellt die Kodiereffizienz dar, welche die dem Ausgangssignalspektrum des Modulators entnehmbare Nutzsignalleistung bzw. -amplitude beschreibt. Da die Kodiereffizienz Einfluss auf den erreichbaren Wirkungsgrad des Schaltverstärkers hat, kommt ihr eine besondere Bedeutung zu. Im Hinblick auf die erreichbare Kodiereffizienz ergeben sich beim PLM unmittelbar Konsequenzen aus der Notwendigkeit der Überabtastung des Eingangssignals. Für ein sinusförmiges Eingangssignal ergibt sich eine Leistungskodiereffizienz von 44,7 %, die aber beispielsweise bei Verwendung eines QPSK-Nutzsignals sich auf lediglich 15 % verringert. Für den praktischen Einsatz des PLM sind das also ungünstige Voraussetzungen. Aus diesen grundsätzlichen Eigen-

schaften der konventionellen Pulslängenmodulation ergibt sich unmittelbar die Motivation nach alternativen Modulationsverfahren zu suchen, die insbesondere eine höhere Kodiereffizienz aufweisen.

Ein hierfür in Frage kommendes Verfahren ist die Bandpass-Pulslängenmodulation, die im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit näher untersucht wurde. Die wesentliche Eigenschaft der Bandpass-Pulslängenmodulation ist, dass die Schaltfrequenz des Modulatorausgangssignals der Nutzsignalfrequenz selbst entspricht, also keine Überabtastung des Nutzsignals stattfindet. Die variable Hüllkurvenamplitude des Nutzsignals wird in der Pulslänge des rechteckförmigen Modulatorausgangssignals abgebildet, wohingegen die Phasenmodulation direkt auf das Ausgangssignal übertragen wird. Im Hinblick auf die Kodiereffizienz treten bei der BP-PLM die Vorteile des Verfahrens deutlich hervor. Der maximal erreichbare Wert der Leistungskodiereffizienz für ein sinusförmiges Ausgangssignal beträgt 81,1 %. Bei QPSK-Nutzsignalen verringert er sich auf 39,6 % (Wert für gleichanteilfreien Betrieb des Schaltverstärkers), was im Vergleich zum PLM einen deutlichen Vorteil darstellt. Beim ursprünglichen Verfahren der Bandpass-Pulslängenmodulation, das mit einem Komparator arbeitet, der das Hüllkurvensignal des Nutzsignals mit dem HF-Trägersignal vergleicht, tritt eine Verzerrung der Hüllkurvenübertragungscharakteristik des Modulators auf, die eine entgegengerichtete Vorverzerrung des Hüllkurvensignals zur Kompensation erforderlich macht. Es konnte eine Variante des BP-PLM-Verfahrens entwickelt werden, die eine unverzerrte Übertragung des Hüllkurvensignals ermöglicht, wodurch bei der praktischen Anwendung auf eine Vorverzerrung des Hüllkurvensignals verzichtet werden kann.

Das neuartige BP-PLM-Verfahren wurde in einer integrierten Modulatorschaltung implementiert und es konnte bei der messtechnischen Charakterisierung des Schaltkreises die Funktions- und Leistungsfähigkeit des Verfahrens auch in der Praxis demonstriert werden. Bei den praktischen Versuchen kamen HF-Trägersignalfrequenzen von bis zu 3 GHz zum Einsatz. Da bei der Veränderung der HF-Trägersignalfrequenz kein Abstimmvorgang am Modulator notwendig ist, zeigen sich hier die Möglichkeiten des BP-PLM für einen in weiten Grenzen frequenzagilen Betrieb. Allerdings konnte messtechnisch auch eine prinzipielle Einschränkung beim BP-PLM hinsichtlich der Erhöhung der HF-Trägerfrequenz beobachtet werden. Der übertragbare Dynamikbereich ist direkt vom Verhältnis der maximalen (bestimmt durch die HF-Trägersignalfrequenz) zur minimalen Pulslänge abhängig, die zur Vermeidung nichtlinearer Verzerrungen der Hüllkurvenübertragung nicht unterschritten werden darf. Es kommt deshalb bei Erhöhung der HF-Trägersignalfrequenz zwangsläufig zu einer Verschlechterung der Nutzsignalübertragungsqualität, welche in Form ansteigender EVM-Werte beobachtet werden kann. Dieser Zusammenhang besteht in ähnlicher Weise aber auch beim PLM. Anhand von Messungen mit einem UMTS-Testsignal konnte die Eignung des entwickelten BP-PLM-Chips für den Einsatz in Mobilfunkanwendungen demonstriert werden, da die definierten Grenzwerte des UMTS-Standards hinsichtlich EVM und ACLR eingehalten werden konnten.

Die sowohl in der PLM-, als auch der BP-PLM-Schaltung enthaltenen Komparatoren stellen eine Schlüsselkomponente für den verzerrungsarmen Betrieb der Modulatoren dar. Als Problem konnte hierbei die von der Amplitudendifferenz, sowie der Signaländerungs-

geschwindigkeit abhängige Signaldurchlaufverzögerung der Komparatoren identifiziert werden. Da ein zeitkontinuierlicher Betrieb der Komparatoren unabdingbar ist, wurde bei den entworfenen Modulatorschaltungen auf Differenzverstärkerketten zurückgegriffen. Hier besteht sicherlich noch Potenzial für eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit der Komparatorschaltungen, möglicherweise auch im Zuge der Anwendung alternativer Schaltungstechniken.

Es sei an dieser Stelle nochmals auf die Vorteile der sowohl bei der PLM, als auch der BP-PLM auftretenden Charakteristik des linienhaften Spektrums des Modulatorausgangssignals hingewiesen. Im Gegensatz zum kontinuierlich belegten, rauschsignalartigen Spektrum des Bandpass-Delta-Sigma-Modulators, ergibt sich im Hinblick auf die Realisierung des am Schaltverstärkerausgang benötigten Rekonstruktionsfilters die Möglichkeit der Gestaltung der Filterübertragungscharakteristik mit Nullstellen, die gezielt an Stelle der im Ausgangssignal zu unterdrückenden Harmonischen platziert werden können. Damit kann eine optimierte Auslegung des Rekonstruktionsfilters hinsichtlich der für den effizienten Betrieb der Schaltverstärkerstufe notwendigen Anforderungen an die Behandlung der Signalharmonischen (Kurzschluss bzw. Leerlauf) erfolgen.

Sowohl bei PLM, als auch BP-PLM zeigt sich eine starke Abhängigkeit der Kodiereffizienz vom Crestfaktor des Nutzsignals. Eine Vergrößerung des Nutzsignalcrestfaktors hat eine Verringerung der Kodiereffizienz zur Folge. Um diesen Effekt nach Möglichkeit zu vermeiden bzw. zumindest zu verringern sollte der Einsatz von Nutzsignalen mit reduziertem Crestfaktor angestrebt werden. In Grenzen (Erhöhung von Nachbar kanalstörungen muss beachtet werden) ist das auch bei standardmäßigen QPSK- oder 16QAM-Signalen im Rahmen der ohnehin notwendigen digitalen Basisbandsignalverarbeitung möglich. Vorteilhaft wäre allerdings, wenn bei der Entwicklung zukünftiger Kommunikationsstandards gezielt ein Augenmerk auf die Gestaltung der verwendeten Modulationssignalkonstellationen gerichtet würde, so dass diese prinzipiell günstigere Eigenschaften für den Einsatz von Schaltverstärkern zur Leistungsverstärkung der HF-Nutzsignale haben. Im Idealfall würden bei einer solchen Modulationsart Symbolübergänge durch den Nullpunkt der Konstellation vermieden werden, da diese einen wesentlichen Beitrag zum Crestfaktor liefern. Möglich wäre das mit einer polaren Anordnung der Symbole auf konzentrischen Kreisen um den Ursprung der Konstellation herum. Neben zahlreichen Phasenzuständen wären so auch mehrere Amplitudenstufen möglich. Es sollte aber am besten nur ein Übergang zwischen benachbarten Symbolen möglich sein, so dass die Variation der Hüllkurvenamplitude des Nutzsignals minimiert werden kann. Es handelte sich also im Prinzip um eine Erweiterung des bekannten *DPSK*-Verfahrens (differential phaseshift keying) um eine Amplitudenkomponente, so dass man diese Modulationsart auch als *DAPSK* bezeichnen könnte.

Eine weitere interessante Entwicklungsmöglichkeit für die Anwendung der BP-PLM bestünde in der Verwendung *ternärer*, also bipolarer Ausgangssignale des Schaltverstärkers, die einen zusätzlichen Zustand mit einem Signalpegel von Null aufweisen. Hiermit ist eine weitere Erhöhung der nutzbaren Kodiereffizienz verbunden (s. Abschnitt 2.2.3). Zusätzlich wäre das ternäre Ausgangssignal auch automatisch gleichanteilsfrei, was für den Betrieb mit hoher Kodiereffizienz unbedingte Voraussetzung ist. Allerdings wird

zum Betrieb mit ternären Signalen grundsätzlich eine Schaltverstärkerausgangsstufe in Form einer H-Brücke benötigt, da sonst kein bipolares Signal an der angeschlossenen Last erzeugt werden kann. Der Modulator müsste dafür mit zusätzlichen Logikschaltungen versehen werden, durch die die vier Steuersignale für die H-Brücke erzeugt werden. Es ergeben sich dadurch einerseits neue Herausforderungen hinsichtlich der Ansteuerung der Ausgangsstufe (Steuersignalamplitude und zeitliche Synchronität) und andererseits verdoppeln sich dadurch auch die Beiträge der beteiligten Verlustmechanismen (z. B. Einschaltwiderstand von zwei Halbbrücken gleichzeitig).

Schließlich sollten in zukünftigen Arbeiten die Möglichkeiten der Anwendung von Verfahren zur adaptiven Vorverzerrung des Nutzsignals mit dem Ziel der weitergehenden Linearisierung der Übertragungscharakteristik des Modulators untersucht werden. Da das Sendesignal bei heutigen Funksystemen ohnehin digital erzeugt bzw. aufbereitet wird, würde die Implementierung solcher Verfahren ohne nennenswerten Mehraufwand möglich sein.

Es ergeben sich also zahlreiche Ansatzpunkte für weitere Forschungs- bzw. Entwicklungsvorhaben, wobei der Bandpass-Pulslängenmodulator infolge seiner hohen Kodiereffizienz, welche für den effizienten Betrieb des Schaltverstärkers von fundamentaler Bedeutung ist, für den Einsatz in zukünftigen Schaltverstärkersystemen ein hohes und noch weiter ausbaufähiges Potenzial besitzt.

Formelzeichen

Symbol	Einheit	Benennung
t	s	Zeit
f	Hz	Frequenz
$u(t)$	V	Zeitabhängiger Spannungsverlauf
m		Modulationsgrad, Aussteuerung
ω	rad^{-1}	Kreisfrequenz
ω_0	rad^{-1}	Grundfrequenz, als Kreisfrequenz dargestellt
τ	s	Pulslänge
s_n		Zeitbereichsdarstellung der n -ten Harmonischen
n		Ordnungszahl, z. B. für n -te Harmonische
c_n		Komplexer Fourierkoeffizient n -ter Ordnung
j		Imaginäre Einheit
e		Eulersche Zahl
π		Kreiszahl
$s'(t)$		Erstes Sägezahnsignal bei der Darstellung eines PLM-Signals
$s''(t)$		Zweites Sägezahnsignal bei der Darstellung eines PLM-Signals
τ_0		Pulslänge des unmodulierten PLM-Signals
ω_m		Modulationsfrequenz
T_0		Periodendauer des unmodulierten PLM-Signals
$s'_n(t)$		n -te Teilschwingung des ersten Sägezahnsignals bei der Darstellung eines PLM-Signals
$s''_n(t)$		n -te Teilschwingung des zweiten Sägezahnsignals bei der Darstellung eines PLM-Signals
$J_q(z)$		BESSEL-Funktion erster Art, q -ter Ordnung vom Argument z
$c_{n,q}$		Komplexer Fourierkoeffizient q -ter Ordnung mit Harmonischenindex n
$a_{n,q}$		Realteil des komplexen Fourierkoeffizienten $c_{n,q}$
$b_{n,q}$		Imaginärteil des komplexen Fourierkoeffizienten $c_{n,q}$
Γ		Eulersche Gammafunktion
f_t	Hz	Trägersignalfrequenz
f_m	Hz	Modulationssignalfrequenz
β		Modulationsindex; im schaltungstechnischen Zusammenhang: Vorwärts-Kurzschlussstromverstärkung
$B_{10\%}$	Hz	CARSON-Bandbreite, die alle Spektralanteile mit 10 % der Träger-signalamplitude umfasst

ϵ		Fehlergrenze
B_{Sts}	Hz	Störsignalbandbreite
ν		Ordnungszahl
t_s	s	Schaltzeit, auch Abtastzeitintervall
$u_{\text{DS}}(t)$	V	Zeitabhängige Drain-Source-Spannung
$i_{\text{D}}(t)$	A	Zeitabhängiger Drainstrom
$W_{\text{V, RDS}}$	J	Energieumsatz im Drain-Source-Widerstand beim Schaltvorgang
C_{DS}	F	Drain-Source-Kapazität
W_{CDS}	J	Energieinhalt der Drain-Source-Kapazität
P_{Vsw}	W	Durch Schaltvorgänge hervorgerufene Verlustleistung
U_{DD}	V	Positive Versorgungsspannung bei MOS-Schaltungen
f_s	Hz	Schaltfrequenz; auch Abtastfrequenz
η_{A}		Amplitudenkodiereffizienz
η_{P}		Leitungskodiereffizienz
C_{f}		Crestfaktor
B	Hz	Bandbreite, allgemein
$S(f)$	W/Hz	Leistungsdichtespektrum eines Signals S
$p_x(x)$		Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bzw. -verteilung
$s(t)$	V	Signalverlauf im Zeitbereich
\hat{u}_{r}	V	Rechtecksignalamplitude
Θ_{r}	rad bzw. °	Pulslänge beim BP-PLM
$\hat{s}_{\text{out}}(\Theta_{\text{r}})$	V	Amplitude der Grundwelle im Ausgangssignal des BP-PLM in Abhängigkeit von der Pulslänge
$s_{\text{h}}(t)$	V	Zeitverlauf des Hüllkurvensignals
\hat{u}_{ph}	V	Amplitude des phasenmodulierten HF-Trägersignals
$s_{\text{r}}(t)$	V	Verlauf eines Rechtecksignals im Zeitbereich
$s_{\text{ph}}(t)$	V	Verlauf des phasenmodulierten Trägersignals im Zeitbereich
$S_{\text{r}\delta}$	V	Abgetastetes Hüllkurvensignal im Zeitbereich
δ		Diracfunktion
$S_{\text{r}}(f)$	V/Hz	Amplitudendichtespektrum des BP-PLM-Signals
$S_{\text{h}}(f)$	V/Hz	Amplitudendichtespektrum des Hüllkurvensignals
$G(f)$		Gewichtsfunktion
$U(f)$		Spektrum eines allgemeinen Signals $u(t)$
α		Rolloff-Faktor des Wurzelcosinusquadrat(RRC)-Filters
$P(n, \Theta_{\text{r}})$	W	Ausgangsleistung im BP-PLM-Signal an Stelle der Harmonischen n abhängig von der Pulslänge Θ_{r}
Z_0	Ω	Nominelle Lastimpedanz
$\eta_{\text{P}_{\text{odc}}}$		Leistungskodiereffizienz ohne Berücksichtigung des Gleichanteils
t_{r}	s	Anstiegszeit
t_{f}	s	Abfallzeit
t_{b}	s	Summe aus Pulslänge und Anstiegszeit des Impulses
$\Delta\varphi$	rad bzw. °	Phasendifferenz

$\Delta\varphi_r$	rad bzw. °	Phasenabweichung der steigenden Flanke im BP-PLM-Signal
$\Delta\varphi_f$	rad bzw. °	Phasenabweichung der fallenden Flanke im BP-PLM-Signal
$\Delta\theta_b$	rad bzw. °	Abweichung der Pulslänge
σ_j		Standardabweichung der Abweichung vom idealen Umschaltzeitpunkt der Ausgangssignalfanken beim BP-PLM; Effektivwert des Jitters des Umschaltzeitpunktes
$\sigma_{n\varphi}$	rad bzw. °	Phasenrauschanteil im Ausgangssignal des BP-PLM
$\sigma_{n\hat{s}_{out}}$	V	Amplitudenrauschanteil im Ausgangssignal des BP-PLM
$a(t)$	V	Zeitverlauf der Basisbandsignalamplitude
u_{vco}	V	VCO-Abstimmspannung
f_{clk}	Hz	Taktfrequenz
M		Phaseninkrement
$s_{r_{cos}}$	V	Ausgangssignal bei der BP-PLM mit cos-förmiger Abhängigkeit der Nutzsignalamplitude von der Pulslänge
$s_{r_{sin}}$	V	Ausgangssignal bei der BP-PLM mit sin-förmiger Abhängigkeit der Nutzsignalamplitude von der Pulslänge
$\theta_{r_{cos}}$		Pulslänge beim BP-PLM mit cos-förmiger Abhängigkeit der Nutzsignalamplitude von der Pulslänge
$\theta_{r_{sin}}$		Pulslänge beim BP-PLM mit sin-förmiger Abhängigkeit der Nutzsignalamplitude von der Pulslänge
f_T	Hz	Transitfrequenz
r_b	Ω	Basisbahnwiderstand
f_{max}	Hz	Maximale Oszillationsfrequenz
U_{CE0}	V	Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei unbeschalteter Basis
U_{BE}	V	Basis-Emitter-Spannung
U_{CE}	V	Kollektor-Emitter-Spannung
U_T	V	Temperaturspannung
I_S	A	Sperrsättigungsstrom
I_C	A	Kollektorstrom
R_o	Ω	Ausgangswiderstand
r_o	Ω	Kleinsignalausgangswiderstand
U_A	V	EARLY-Spannung
V_{dm}		Kleinsignaldifferenzverstärkung
u_{od}	V	Differenzielle Kleinsignalausgangsspannung eines Differenzverstärkers
u_{id}	V	Differenzielle Kleinsignaleingangsspannung eines Differenzverstärkers
u_{ic}	V	Gleichtaktspannung am Eingang eines Differenzverstärkers
g_m	S	Transkonduktanz, Steilheit
R_C	Ω	Kollektorwiderstand, Arbeitswiderstand im Differenzverstärker
u_{R_C}	Ω	Spannungsabfall am Kollektorwiderstand
R_i	Ω	Eingangswiderstand
r_{BE}	Ω	Kleinsignaleingangswiderstand einer Basis-Emitterstrecke

α_F		Vorwärtsstromverstärkung
I_{DV}	A	Versorgungsstrom eines Differenzverstärkers
$u_C(t)$	V	Zeitverlauf der Spannung an einem Kondensator
C	F	Kapazität eines Kondensators
I_C	A	Ladestrom eines Kondensators
U_{CC}	V	Positive Versorgungsspannung bei Bipolarschaltungen
u_{Fehler}	V	Fehlersignal als Abweichung von der idealen Dreiecksignalform
u_{ideal}	V	Ideales, unverzerrtes Dreiecksignal
u_{real}	V	Reales, mit Verzerrungen behaftetes Dreiecksignal
P_{Fehler}	W	Fehlersignalleistung bei der Dreiecksignalanalyse
k		Qualitätsfaktor für die Dreiecksignalqualität analog eines Klirrfaktors
\hat{U}_{Dr}	V	Dreiecksignalamplitude
EVM_{rms}		Effektivwert des Fehlervektorbetrags
EVM_{rmswcdma}		Effektivwert des Fehlervektorbetrags gemäß <i>WCDMA</i> bzw. <i>UMTS</i> -Definition
\overrightarrow{EV}		Fehlervektor
\overrightarrow{REF}		Vektor zum Referenzsymbol
U_{EE}	V	Negative Versorgungsspannung bei Bipolarschaltungen
f_{Symb}	Symb/s	Symbolrate
$H(f)$		Filterübertragungsfunktion im Frequenzbereich
$g(t)$		Filterimpulsantwort im Frequenzbereich
OIP_3	dBm	Ausgangsinterceptpunkt dritter Ordnung
P_1	dBm	Leistung eines der beiden Testsignale bei der Zweitonmessung
ΔIM_3	dBc	Intermodulationsabstand dritter Ordnung zwischen Testsignal und dem benachbarten Intermodulationssignal

Abkürzungen

16QAM	Quadratur Amplituden Modulation mit 16 Zuständen; digitales Modulationsverfahren
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio; Nachbarkanalleistungsverhältnis
AM	Amplitudenmodulation
AWG	Arbitrary Waveform Generator, Arbiträrsignalgenerator
BDSM	Bandpass-Delta-Sigma-Modulator bzw. -Modulation
BiCMOS	Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor; Bezeichnung für Halbleitertechnologie
BP-PLM	Bandpass-Pulsängenmodulator bzw. -modulation
CAD	Computer Aided Design; rechnerunterstützter Entwurf
CMCD	Current Mode Class-D; Schaltungstopologie für Schaltverstärker
CML	Current Mode Logic
CMRR	Common Mode Rejection Ratio; Gleichtaktunterdrückungsverhältnis
CNR	Carrier to Noise Ratio; Träger-zu-Rauschleistungsverhältnis
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer
CW	Continous Wave; kontinuierliches Sinussignal ohne weitere Modulation
DAPSK	Differential Amplitude Phase Shift Keying
DAU	Digital-Analog Umsetzer
DDS	Direkte digitale Synthese
DPSK	Differential Phase Shift Keying; Differenzielle Phasenumtastung
DSM	Delta-Sigma-Modulator bzw. -Modulation
DSP	Digital Signal Processor bzw. Processing; digitale(r) Signalprozessor bzw. Signalverarbeitung
ECL	Emitter Coupled Logic
EER	Envelope Elimination and Restoration
ESD	Electrostatic Discharge
EVM	Error Vector Magnitude; Betrag des Fehlervektors
FET	Feldeffekttransistor
FPGA	Field Programmable Gate Array
GaAs	Galliumarsenid
GaN	Galliumnitrid
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying; digitales Modulationsverfahren
GSM	Global System for Mobile Communications; Mobilfunkstandard der zweiten Generation

HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HF	Hochfrequenz
LINC	Linear Amplification by Nonlinear Components
LTE	Long Term Evolution; Mobilfunkstandard der vierten Generation
MS/s	Megasamples pro Sekunde
MSB	Most Significant Bit
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MSym/s	Megasymbole pro Sekunde
NF	Niederfrequenz
NOR	Not Or; invertierte logische Oder-Verknüpfung
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplex; digitales Modulationsverfahren
PANTEL	Pulsamplitudenmodulation System Telefunken
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Personal Computer
PDM	Pulse Duration Modulation; Pulsdauermodulation
PLL	Phase-Locked Loop; Phasenregelschleife
PLM	Pulslängenmodulator -/moduliert
PM	Phasenmodulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying; Quadratur Phasenumtastung; digitales Modulationsverfahren
RF-PWM	Radio Frequency Pulse Width Modulation
RRC	Root-Raised-Cosine; Wurzel-Cosinus-Quadrat
R/S	Rücksetz/ Setz (Flipflop)
SMP	Sub-Miniature-P; HF-Steckverbindertyp für den Einsatz bis zu 40 GHz
SMS	Short Message Service; Kurznachrichtendienst für Textnachrichten
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis
TM3	Test Mode 3; Standardisiertes Testsignal für <i>UMTS</i> -Komponenten
UHF	Ultra High Frequency; Bezeichnung für Frequenzbereich
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System; Mobilfunkstandard der dritten Generation
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VHF	Very High Frequency; Bezeichnung für Frequenzbereich
VMCD	Voltage Mode Class-D; Schaltungstopologie für Schaltverstärker
WDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
XOR	Exklusiv-Oder
ZePoC	Zero Position Coding

Literaturverzeichnis

- [1] HAYKIN, S.: *Communication Systems*. John Wiley & Sons Inc., 2001
- [2] PROAKIS, John G.: *Digital Communications*. 5. McGraw-Hill, 2008. – ISBN 0072957166
- [3] SPRINGER, Andreas ; WEIGEL, Robert: *The UMTS (Universal Mobile Telecom Standard) Physical Layer Basics, Standard, and Frontend Matters*. Springer, 2002
- [4] ELEKTROTECHNIK, Informationstechnik Informationstechnische Gesellschaft Verband d. Elektronik: *Aspekte der Reduzierung des Energieverbrauchs und der Verbesserung der Energieeffizienz in Kommunikationsnetzwerken : VDE-Studie*. Verband der Elektrotechnik, Elektronik, Informationstechnik (VDE), Frankfurt a. M., 2009
- [5] GREBENNIKOV, A.: A high-efficiency 100-W four-stage Doherty GaN HEMT power amplifier module for WCDMA systems. In: *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, 1–4
- [6] BERROTH, M. ; WILLEKE, J. ; DETTMANN, I.: A microwave Doherty amplifier with programmable bias control. In: *Proc. 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems MWSCAS 2008*, 2008, S. 811–813
- [7] DETTMANN, I. ; WU, Lei ; BERROTH, M.: Comparison of a single-ended class AB, a balance and a Doherty power amplifier. In: *Proc. Asia-Pacific Microwave Proceedings APMC 2005* Bd. 2, 2005, S. 4ff.
- [8] KAHN, Leonard R.: Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration. In: *Proceedings of the IRE* 40 (1952), Juli, S. 803–806
- [9] GIOVANNELLI, Niccolo ; CIDRONALI, A. ; MERCANTI, Massimiliano ; HERNAMAN, Robin ; WIMPENNY, Gerard ; MANES, G.: A 80 W broadband GaN HEMT envelope tracking PA harmonically tuned for WCDMA and LTE with 50In: *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012. – ISSN 0149–645X, S. 1–3
- [10] Nujira Ltd: *Nujira delivers world record 40 MHz bandwidth for 4G Envelope Tracking PA*. www.nujira.com. Version: August 2013
- [11] SOKAL, N. O. ; SOKAL, D.: Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. In: *IEEE Journal on Solid State Ciruits* 10 (1975), Nr. 3, 168–176. <http://dx.doi.org/10.1109/JSSC.1975.1050582>. – DOI 10.1109/JSSC.1975.1050582

- [12] CRIPPS, Steve C.: *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. 2. Artech House, 2006
- [13] GREBENNIKOV, Andrei: *RF and Microwave Power Amplifier Design*. 1. McGraw-Hill, 2004
- [14] KAZIMIERZUK, M. K.: *RF Power Amplifiers*. John Wiley & Sons Inc., 2008
- [15] ALBULET, Mihai: *RF Power Amplifiers*. SciTech Publishing, 2001. – ISBN 1884932126
- [16] RAAB, Frederick H. ; ASBECK, Peter ; CRIPPS, Steve ; KENINGTON, Peter B. ; POPOVIC, Zoya B. ; POTHECARY, Nick ; SEVIC, John F. ; SOKAL, Nathan O.: Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave. In: *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* 50 (2002), March, Nr. 3, S. 814–826
- [17] JAYARAMAN, A. ; CHEN, P. F. ; HANINGTON, G. ; LARSON, L. ; ASBECK, P.: Linear high-efficiency microwave power amplifiers using bandpass delta-sigma modulators. In: *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 8 (1998), März, Nr. 3, S. 121–123. <http://dx.doi.org/10.1109/75.661135>. – DOI 10.1109/75.661135
- [18] JOHNSON, T. ; STAPLETON, S. P.: RF Class-D Amplification With Bandpass SigmaDelta Modulator Drive Signals. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 53 (2006), Dezember, Nr. 12, S. 2507–2520. <http://dx.doi.org/10.1109/TCSI.2006.885980>. – DOI 10.1109/TCSI.2006.885980
- [19] OSTROVSKYY, P. ; GUSTAT, H. ; SCHEYTT, C. ; MANOLI, Y.: A 9 GS/s 2.1..2.2 GHz bandpass delta-sigma modulator for Class-S power amplifier. In: *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009. – ISSN 0149–645X, S. 1129–1132
- [20] SCHEYTT, J. C. ; OSTROVSKYY, P. ; GUSTAT, H.: RF Bandpass Delta-Sigma Modulators for highly-efficient Class-S transmitters in SiGe BiCMOS technology. In: *Proc. IEEE Int Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) Conf*, 2010, S. 1–4
- [21] SAMULAK, Andrzej: *System Analyses of Class-S Power Amplifier*, Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., Oktober 2009
- [22] SEREBRYAKOVA, Elena: *High-Power Comb-Line Filter Architectures for Switched-Mode RF Power Amplifier Systems*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2012. <http://dx.doi.org/urn:nbn:de:gbv:ilm1-2012000478>. – DOI urn:nbn:de:gbv:ilm1–2012000478
- [23] SEREBRYAKOVA, E. ; SAMULAK, A. ; BLAU, K. ; HEIN, M.: Reconstruction filters for switched-mode power amplifier systems. In: *European Microwave Conference, 2009. EuMC 2009.*, 2009, S. 1453–1456

- [24] SEREBRYAKOVA, E. ; BLAU, K. ; HEIN, M.A.: Singly and doubly terminated balanced input comb-line filters for current-mode class-S power amplifiers. In: *Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2011 10th International Conference on* Bd. 1, 2011, 230–233
- [25] BLAU, K. ; SEREBRYAKOVA, E.: The appropriate design of the reconstruction filter and its influence on the output power and efficiency of class-S and quasi class-S power amplifiers. In: *Microwaves, Radar, and Wireless Communication (MIKON), 2014 20th International Conference on*, 2014
- [26] WÜRFL, Joachim ; WENTZEL, Andreas ; HEINRICH, Wolfgang ; MELIANI, Chafik ; LOSSY, Richard: GaN MMICs für Class-S Leistungsverstärker (GaN-Switchmode) / Ferdinand-Braun-Institut für Höchstfrequenztechnik, Berlin. 2010. – Forschungsbericht
- [27] OPPERMAN, Martin ; WIDMER, Kristina: Projekt-Endbericht „BMBF/DLR: Förderschwerpunkt - mobileGaN, Teilvorhaben: GaN-Module für Kommunikationsapplikationen (GaMoKOM)“ / European Aeronautic Defence and Space Company Deutschland, Ulm. 2010. – Forschungsbericht
- [28] WIEGNER, Dirk: Systemuntersuchung zur Realisierung eines getakteten Leistungsverstärkermoduls im Class-S-Betrieb unter Verwendung von GaN-Leistungs-MMICs für Anwendungen im Mobilfunk und drahtlosen Breitband-Verteilssystemen : Abschlussbericht / Alcatel-Lucent Deutschland AG, Stuttgart. 2010. – Forschungsbericht
- [29] SCHMID, Ulf ; REBER, Rolf ; CHARTIER, Sébastien ; WIDMER, Kristina ; OPPERMAN, Martin ; HEINRICH, Wolfgang ; MELIANI, Chafik ; QUAY, Rüdiger ; MAROLDT, Stephan: GaN devices for communication applications: evolution of amplifier architectures. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* (2010). <http://dx.doi.org/10.1017/S1759078710000218>. – DOI 10.1017/S1759078710000218
- [30] SCHMID, U. ; REBER, R. ; CHARTIER, S. ; GRABHERR, W. ; LEBERER, R. ; OPPERMAN, M.: Advances on GaN based switch mode amplifiers for communication applications. In: *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, 163–166
- [31] LEBERER, Ralf ; REBER, Rolf ; OPPERMAN, M.: An AlGaIn/GaN class-S amplifier for RF-communication signals. In: *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, 85–88
- [32] MAIER, S. ; WIEGNER, D. ; ZIERDT, M. ; KUEBART, W. ; SEYFRIED, U. ; HASLACH, C. ; PASCHT, A. ; MAROLDT, S. ; QUAY, R.: 900 MHz pulse-width-modulated class-s power amplifier with improved linearity. In: *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, 1–4

- [33] QUAY, R. ; TESSMANN, A. ; KIEFER, R. ; MAROLDT, S. ; HAUPT, C. ; NOWOTNY, U. ; WEBER, R. ; MASSLER, H. ; SCHWANTUSCHKE, D. ; SEELMANN-EGGEBERT, M. ; LEUTHER, A. ; MIKULLA, M. ; AMBACHER, O.: Dual-Gate GaN MMICs for MM-Wave Operation. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 21 (2011), Nr. 2, 95–97. <http://dx.doi.org/10.1109/LMWC.2010.2099212>. – DOI 10.1109/LMWC.2010.2099212
- [34] QUAY, R. ; MAROLDT, S.: Design and modelling challenges for advanced class-S digital transmitters. In: *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC), 2011 Workshop on*, 2011, 1–4
- [35] MAROLDT, S. ; QUAY, R. ; HAUPT, C. ; KIEFER, R. ; WIEGNER, D. ; AMBACHER, O.: Integrated-Schottky-diode GaN HFETs for high-efficiency digital PA MMICs at 2 GHz. In: *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, 2010, 636–639
- [36] MAROLDT, S. ; QUAY, R. ; HAUPT, C. ; AMBACHER, O.: Broadband GaN-Based Switch-Mode Core MMICs with 20 W Output Power Operating at UHF. In: *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 2011 IEEE*, 2011, 1–4
- [37] MAROLDT, S. ; BRUECKNER, P. ; QUAY, R. ; AMBACHER, O. ; MAIER, S. ; WIEGNER, D. ; PASCHT, A.: An integrated 12 Gbps switch-mode driver MMIC with 5 VPP for digital transmitters in 100 nm GaN technology. In: *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European*, 2012, 115–118
- [38] MAROLDT, S. ; HAUPT, C. ; KIEFER, R. ; BRONNER, W. ; MUELLER, S. ; BENZ, W. ; QUAY, R. ; AMBACHER, O.: High Efficiency Digital GaN MMIC Power Amplifiers for Future Switch-Mode Based Mobile Communication Systems. In: *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2009. CISC 2009. Annual IEEE*, 2009, 1–4
- [39] HEINRICH, W. ; WENTZEL, A. ; MELIANI, C.: Advanced switch-mode concepts using GaN: The class-S amplifier. In: *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2010 18th International Conference on*, 2010, 1–6
- [40] MELIANI, C. ; FLUCKE, J. ; WENTZEL, A. ; WÜRFL, J. ; HEINRICH, W. ; TRÄNKLE, G.: Switch-mode amplifier ICs with over 90 % efficiency for Class-S PAs using GaAs-HBTs and GaN-HEMTs. In: *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008. – ISSN 0149–645X, S. 751–754
- [41] WENTZEL, A. ; MELIANI, C. ; FLUCKE, J. ; ERSOY, E. ; HEINRICH, W.: Design and Realization of an Output Network for a GaN-HEMT Current-Mode Class-S Power Amplifier at 450MHz. In: *2009 German Microwave Conference*, 2009, S. 1–4
- [42] WENTZEL, A. ; MELIANI, C. ; HEINRICH, W.: RF class-S power amplifiers: State-of-the-art results and potential. In: *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, 812–815

-
- [43] WENTZEL, Andreas: *Klasse-S Mikrowellen-Leistungsverstärker mit GaN-Transistoren*, Technische Universität Berlin, Diss., 2011
- [44] Schutzrecht 861873 (Juli 1944). FRANK, Gabor (Erfinder); N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken (Anmelder).
- [45] SWANSON, H.: The Pulse Duration Modulator: A New Method of High-Level Modulation in Broadcast Transmitters. In: *IEEE Transactions on Broadcasting* BC-17 (1971), Dec., Nr. 4, S. 89–92
- [46] MÄUSL, Rudolf: Pulsdauermodulierte AM-Rundfunksender hoher Leistung. In: *Funk-Technik* 32 (1977), Nr. 13, S. 221
- [47] WYSOCKI, B.: Pulsdauermodulation für Hochleistungsrundfunksender. In: *Rundfunktechnische Mitteilungen* 21 (1977), Nr. 4, S. 153
- [48] WYSOCKI, B.: Die neue Hochleistungssender-Familie PANTEL von AEG-TELEFUNKEN. In: *Technische Mitteilungen AEG-TELEFUNKEN* 69 (1979), Nr. 3, S. 86
- [49] BUJA, Giuseppe S. ; INDRI, Giovanni B.: Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (1977), Nr. 1, S. 38–44. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.1977.4503359>. – DOI 10.1109/TIA.1977.4503359
- [50] HOLTZ, J.: Pulsewidth modulation – a survey. In: *Proc. rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC '92 Record*, 1992, S. 11–18
- [51] BRONSTEIN, I. N. ; SEMENDJAJEW, K. A. ; GROSCHE, G. ; ZIEGLER, V. ; ZIEGLER, D.: *Teubner-Taschenbuch der Mathematik*. B. G. Teubner Leipzig, 1996
- [52] HOLMES, D.G.: A General Analytical Method for Determining the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies, 1998, S. 1207–1214
- [53] DESLAURIERS, Isabel ; AVDIU, Nysret ; OOI, Boon T.: Naturally Sampled Triangle Carrier PWM Bandwidth Limit and Output Spectrum. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 20 (2005), Jan., Nr. 1, S. 100–106
- [54] BLACK, Harold S.: *Modulation Theory*. Van Nostrand, Princeton, NJ, 1953
- [55] SONG, Z. ; SARWATE, D.V.: The frequency spectrum of pulse width modulated signals. In: *Signal Processing* 83 (2003), Nr. 10, S. 2227–2258
- [56] HÖLZER, E. ; HOLZWARTH, H.: *Theorie und Technik der Pulsmodulation*. Springer Verlag Berlin, 1957
- [57] MARCO, L. ; POVEDAL, A. ; ALARCÓN, E. ; MAKSIMOVIC, D.: Bandwidth limits in PWM switching amplifiers. In: *Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, S. 5323–5326

- [58] CARSON, J. R.: Notes on the Theory of Modulation. In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 10 (1922), Nr. 1, S. 57–64. <http://dx.doi.org/10.1109/JRPROC.1922.219793>. – DOI 10.1109/JRPROC.1922.219793
- [59] STREITENBERGER, Martin: *Zur Theorie digitaler Klasse-D-Audioleistungsverstärker und deren Implementierung*, Universität Hannover, Diss., 2005
- [60] STREITENBERGER, M. ; BRESCH, H. ; FELGENHAUER, F.: Zero-Position Coding with Separated Baseband in Low-Power Class-D Audio Amplifiers for Mobile Communications. In: *Proceedings of the 5th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS '01), Nis, Yugoslavia* Bd. 2, 2001, S. 567–570
- [61] STREITENBERGER, M. ; BRESCH, H. ; MATHIS, W.: About the Spectral Properties of Non-Linear Zero-Position Coding Algorithms. In: *Proceedings of the 15th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD '01), Espoo, Finland* Bd. 2, 2001, S. 177–180
- [62] STREITENBERGER, M. ; FELGENHAUER, F. ; BRESCH, H. ; MATHIS, W.: Zero-Position Coding (ZePoC) – A Generalised Concept of Pulse-Length Modulated Signals and its Application to Class-D Audio Power Amplifiers. In: *Proceedings of the 110th Convention of the Audio Engineering Society, Amsterdam, The Netherlands*, Audio Engineering Society, May 2001, S. 5365–5374
- [63] JOHNSON, T. ; SOBOT, R. ; STAPLETON, S.: Measurement of Bandpass Sigma-Delta Modulator Coding Efficiency and Pulse Transition Frequency for RF Class D Power Amplifier Applications. In: *Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering CCECE '06*, 2006, S. 2314–2317
- [64] JOHNSON, T. ; STAPLETON, S.P.: Comparison of Bandpass SigmaDelta Modulator Coding Efficiency With a Periodic Signal Model. In: *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* 55 (2008), Dec., Nr. 11, S. 3763–3775. <http://dx.doi.org/10.1109/TCSI.2008.927219>. – DOI 10.1109/TCSI.2008.927219. – ISSN 1549–8328
- [65] Schutzrecht US 1270130 (Oktober 1963). BESSLICH, P. (Erfinder); Telefunken Patentverwertungsgesellschaft m.b.h (Anmelder).
- [66] Schutzrecht US 3363199 (Januar 1964). BESSLICH, P. (Erfinder); Telefunken Patentverwertungsgesellschaft m.b.h (Anmelder).
- [67] RAAB, F.: Radio Frequency Pulsewidth Modulation. In: *IEEE Transactions on Communications* 21 (1973), Aug, Nr. 8, S. 958–966. – ISSN 0090–6778
- [68] KRESS, Dieter ; IRMER, Ralf: *Angewandte Systemtheorie*. Verlag Technik, Berlin, 1989

-
- [69] HAAS-ZENS, Martin: *Entwurf, Simulation und Verifikation eines Pulslängenmodulators ohne Überabtastung*, TU Ilmenau, Diplomarbeit, August 2009
- [70] SEREBRYAKOVA, E. ; TRABERT, J. ; BLAU, K. ; HEIN, M.: High-power filters for switched-mode power amplifier systems. In: *IEEE Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09.*, 2009, S. 276–279
- [71] SEREBRYAKOVA, E. ; BLAU, K. ; HEIN, M.: Compact Low-Loss Wideband-Matched RF Filters for Class-S Power Amplifier Systems. In: *5th German Microwave Conference (GeMiC 2010)*, 2010, S. 15–17
- [72] SAMULAK, A. ; SEREBRYAKOVA, E. ; FISCHER, G. ; WEIGEL, R.: Modulation and filter test procedure for RF Class-S power amplifier architecture. In: *Asia Pacific Microwave Conf.*, 2009, S. 1104–1107
- [73] MARKERT, Daniel ; HASLACH, Christoph ; FISCHER, Georg ; PASCHT, Andreas: Coding efficiency of RF pulse-width-modulation for mobile communications. In: *Signals, Systems, and Electronics (ISSSE), 2012 International Symposium on*, 2012, 1–5
- [74] JONDRAL, Friedrich ; WIESLER, Anne: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse : Grundlagen für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 2. Teubner Verlag Stuttgart, 2002. – 227 S.
- [75] NIELSEN, M. ; LARSEN, T.: An RF Pulse Width Modulator for Switch-Mode Power Amplification of Varying Envelope Signals. In: *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2007 Topical Meeting on*, 2007, S. 277–280
- [76] NIELSEN, M. ; LARSEN, T.: A 2-GHz GaAs HBT RF Pulsewidth Modulator. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 56 (2008), Feb., Nr. 2, S. 300–304. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2007.913375>. – DOI 10.1109/TMTT.2007.913375. – ISSN 0018–9480
- [77] NIELSEN, Michael: *High Efficiency Power Amplification for Varying Envelope Signals*, Aalborg University, Diss., Januar 2008
- [78] THIRD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT, TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Universal Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) Radio Transmission and Reception (FDD); 3GPP TS 25.104, V8.6.0, Rel. 8*. <http://www.3gpp.org>. Version: März 2009
- [79] ROSNELL, S. ; VARIS, J. ; INC, N. ; SALO, F.: Bandpass pulse-width modulation (BP-PWM). In: *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, S. 4
- [80] VOLDER, Jack E.: The CORDIC Trigonometric Computing Technique. In: *IRE Transactions on Electronic Computers* EC-8 (1959), September, Nr. 3, 330–334. <http://dx.doi.org/10.1109/TEC.1959.5222693>. – DOI 10.1109/TEC.1959.5222693

- [81] VALLS, Javier ; JUANG, Tso-Bing ; SRIDHARAN, K. ; PRAMOD K. MEHER ; MAHARATNA, Koushik: 50 Years of CORDIC: Algorithms, Architectures, and Applications. In: *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS* 56 (2009), Sep., Nr. 9, S. 1893–1907
- [82] COX, D.: Linear Amplification with Nonlinear Components. In: *IEEE Transactions on Communications* 22 (1974), Nr. 12, S. 1942–1945. <http://dx.doi.org/10.1109/TCOM.1974.1092141>. – DOI 10.1109/TCOM.1974.1092141
- [83] ROSNELL, S. ; VARIS, J. ; MAUNUKSELA, J. ; NOKIA, S.: Digital Implementation of Bandpass Pulse-Width Modulator. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006*, 2006, S. 797–800
- [84] GUSTAT, H. ; BORNGRÄBER, J.: NOR/OR register based ECL circuits for maximum data rate. In: *Proc. Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2005, S. 90–93
- [85] Schutzrecht DE102010011468A1 (August 2011). HAAS-ZENS, Martin ; HARTMANN, Christian ; BLAU, Kurt ; HEIN, Matthias A. (Erfinder).
- [86] HEINEMANN, B. ; RÜCKER, H. ; BARTH, R. ; BAUER, J. ; BOLZE, D. ; BUGIEL, E. ; DREWS, J. ; EHWALD, K.-E. ; GRABOLLA, T. ; HAAK, U. ; HOPNER, W. ; KNOLL, D. ; KRUGER, D. ; KUCK, B. ; KURPS, R. ; MARSCHMEYER, M. ; RICHTER, H. H. ; SCHLEY, P. ; SCHMIDT, D. ; SCHOLZ, R. ; TILLACK, B. ; WINKLER, W. ; WOLNSKY, D. ; WULF, H.-E. ; YAMAMOTO, Y. ; ZAUMSEIL, P.: Novel collector design for high-speed SiGe:C HBTs. In: *Proc. Digest. Int. Electron Devices Meeting IEDM '02*, 2002, S. 775–778
- [87] GRAY, P.J. Hurst S.H. Lewis P. ; MEYER, R.G.: *Analysis and design of analog integrated circuits*. 4. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA, 2001
- [88] KUO, W.M.L. ; LI, X. ; KRITHIVASAN, R. ; LU, Y. ; CRESSLER, JD ; BOROKHOVYCH, Y. ; GUSTAT, H. ; TILLACK, B. ; HEINEMANN, B.: A 32 GSample/sec SiGe HBT comparator for ultra-high-speed analog-to-digital conversion. In: *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference, 2005. APMC 2005*. Bd. 1, 2005
- [89] JENSEN, J.C. ; LARSON, L.E.: A 16-GHz ultra-high-speed Si-SiGe HBT comparator. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 38 (2003), Nr. 9, S. 1584–1589
- [90] CEPL, Franz: *Untersuchungen an Komparatoren bei hohen Abtastfrequenzen*, Universität Erlangen Nürnberg, Diss., 1998
- [91] BERNARD, S. ; AZAIS, F. ; BERTRAND, Y. ; RENOVELL, M.: A high accuracy triangle-wave signal generator for on-chip ADC testing. In: *Proc. Seventh IEEE European Test Workshop*, 2002, S. 89–94

- [92] KUKIELKA, J. ; MEYER, R.: A high-frequency temperature-stable monolithic VCO. In: *Proc. Solid-State Circuits Conf.. Digest of Technical Papers. 1981 IEEE Int*, 1981, S. 126–127
- [93] SOCLOF, S.: *Design and applications of analog integrated circuits*. Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991
- [94] SCHÄFER, Erik: *Dreiecksignalgeneratoren zum Einsatz in einem HF-Pulslängenmodulator*, TU Ilmenau, Hauptseminararbeit, Juli 2008
- [95] KÜHN, Eberhard: *Handbuch TTL- und CMOS Schaltkreise*. 2. Verlag Technik, Berlin, 1986
- [96] ALIOTO, Massimo ; PALUMBO, Gaetano: *Model and Design of Bipolar and MOS Current-Mode Logic: CML, ECL and SCL Digital Circuits*. Springer, 2004. – ISBN 1402028784
- [97] ROHDE & SCHWARZ GESCHÄFTSBEREICH MESSTECHNIK (Hrsg.): *Softwarehandbuch Applikations-Firmware R&S FSQ-K70 – Vektorsignalanalyse*. Rohde & Schwarz Geschäftsbereich Messtechnik, März 2008
- [98] THIRD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT, TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) conformance testing (FDD)*;. www.3gpp.org. Version: 2008
- [99] MELLEIN, H. ; KRÜGER, R.: *UMTS – Introduction and Measurement*. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2006

Eigene Veröffentlichungen

- [1] HARTMANN, Ch. ; BLAU, K. ; HEIN, M. A.: Pulslängenmodulator zur Analog-Digital-Wandlung von Hochfrequenz-Signalen. In: *Proc. Kleinheubacher Tagung* (2005)
- [2] HARTMANN, Ch. ; BLAU, K. ; HEIN, M. A.: Pulse-length Modulator for Analogue-to-Digital Conversion of Radio Frequency Signals. In: *Proc. of GeMiC 2006*, 2006 (German Microwave Conference 2006)
- [3] HARTMANN, Ch. ; HAAS-ZENS, M. ; BLAU, K. ; HEIN, M. A.: An Integrated SiGe HBT Bandpass-Pulse Length Modulator for Switch Mode Power Amplifiers in the SHF Range. In: *Proc. 18th Int Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON) Conf*, 2010, S. 1–5
- [4] HARTMANN, Ch. ; BLAU, K. ; HEIN, M. A.: An Integrated SiGe HBT Pulselength Modulator for Class-S Power Amplifiers in the UHF Range. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 58 (2011), Jan., Nr. 1, S. 62–69. <http://dx.doi.org/10.1109/TCSI.2010.2071510>. – DOI 10.1109/TCSI.2010.2071510
- [5] Schutzrecht DE102010011468A1 (August 2011). HAAS-ZENS, M. ; HARTMANN, Ch. ; BLAU, K. ; HEIN, M. A. (Erfinder).
- [6] BLAU, K. ; SEREBRYAKOVA, E. ; HARTMANN, Ch. ; HEIN, M. A.: Projekt: Förderschwerpunkt mobileGaN, Teilvorhaben: HMoS - HF-Modulator für Klasse-S-Verstärker, Teilprojekt 1: Signalbereitstellung in Zeit- und Frequenzbereich, Laufzeit des Vorhabens: 01.08.2006 - 31.03.2010 / TU Ilmenau. 2010. – Abschlussbericht

A. Anhang

A.1. Matlab-Skripte

A.1.1. Berechnung des Spektrums bei der konventionellen PLM

A.1.1.1. Berechnung eines Fourierkoeffizienten

```
function [s]=PLMSpec(q,n,m,Tast,f0,fm)
omega0=2*pi*f0;
omegam=2*pi*fm;
T0=1/f0;
tau0=Tast*T0;
s=1/(j*2*pi*n)*besselj(q,n*m*pi*Tast)*(exp(j*(n*omega0+q*omegam)*(tau0/2))
    -(-1)^q*exp(-j*(n*omega0+q*omegam)*(tau0/2)));
end
```

A.1.1.2. Berechnung des Gesamtspektrums

```
function [S]=Spec(qmax,nmax,Tast,m,f0,fm)
S=zeros(2,2*(f0/fm*nmax+qmax)+1);
for k=-nmax:-1
    for l=-qmax:qmax
        S(1,k*f0/fm+l+(f0/fm*nmax+qmax)+1)=(k*f0/fm+l)*fm;
        S(2,k*f0/fm+l+(f0/fm*nmax+qmax)+1)=S(2,k*f0/fm+l+(f0/fm*nmax+qmax)
            +1)+PLMSpec(l,k,m,Tast,f0,fm);
    end;
end;
for k=1:nmax
    for l=-qmax:qmax
        S(1,k*f0/fm+l+(f0/fm*nmax+qmax)+1)=(k*f0/fm+l)*fm;
        S(2,k*f0/fm+l+(f0/fm*nmax+qmax)+1)=S(2,k*f0/fm+l+(f0/fm*nmax+qmax)
            +1)+PLMSpec(l,k,m,Tast,f0,fm);
    end;
end;
S(2,1+(f0/fm*nmax+qmax)+1)=S(2,1+(f0/fm*nmax+qmax)+1)+(Tast*(m/2));%
    Nutzsinal q=1
S(2,-1+(f0/fm*nmax+qmax)+1)=S(2,-1+(f0/fm*nmax+qmax)+1)+(-Tast*(m/2));%
    Nutzsinal q=-1
end
%Gleichanteil a0,0=Tast
%Linien bei +fm:b0,1=Tast*m/2; -fm:b0,-1=-Tast*m/2; d.h. insgesamt Tast*m
```

A.1.2. Berechnung von QAM-Testsignalen

```
clear all;
close all;

symbols = 4; %4-QPSK; 16,64,256-QAM
n_symbols = 10000;
oversampling = 500;
l_filter=30;

offset = 0; % negativer Offset fuer Amplitudenwerte
amp_max = 1; % Auslenkung fuer Amplitudenwerte

sequence=ceil(rand(n_symbols,1)*symbols);
%hist(sequence,symbols);

pos=1;
dist=2/(sqrt(symbols)-1);
for i=-1:dist:1
    for q=-1:dist:1
        mapping(pos,1)=i;
        mapping(pos,2)=q;
        pos=pos+1;
    end;
end;

Is = mapping(sequence,1)*sqrt(0.5);
Qs = mapping(sequence,2)*sqrt(0.5);

I = (1:1:n_symbols*oversampling)*0;
Q = I*0;
pos=1;
for n=1:n_symbols
    for m=1:oversampling
        if m==1
            I(pos)=Is(n);
            Q(pos)=Qs(n);
        end;
        pos=pos+1;
    end;
end;

%%%% Filterspezifikation %%%% -> RRC
a = 0.22;

l_RRC=(round(oversampling*l_filter)/2)*2;
fo = (-l_RRC/2:1:l_RRC/2-1);
RRC_f = fo*0;

fc = find(abs(fo)<=(1+a)/(2*oversampling/l_RRC));
RRC_f(fc) = cos(pi*oversampling/(l_RRC*2*a)*(abs(fo(fc))-(1-a)*l_RRC/(2*oversampling)));
RRC_f(find(abs(fo)<=(1-a)/(2*oversampling/l_RRC))) = 1;
```

```

%plot(fo, RRC_f);
%hold on;
%%% Si(x) Korrektur %%%
RRC_f=RRC_f./sinc(fo/l_RRC); %Lizenz!
%plot(fo, RRC_f);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
RRC_f = fftshift(RRC_f);
%figure;plot(RRC_f);figure;
rrc_t = real(fftshift(fft(RRC_f)));
rrc_t = rrc_t/20;%sum(rrc_t);
%plot(rrc_t);
%%%% Faltung %%%%
I=[I I(1:(l_filter*oversampling*2))];
Q=[Q Q(1:(l_filter*oversampling*2))];

I=conv(I,rrc_t);
Q=conv(Q,rrc_t);

I=I((l_filter*oversampling+1):(n_symbols*oversampling+l_filter*
oversampling));
Q=Q((l_filter*oversampling+1):(n_symbols*oversampling+l_filter*
oversampling));
%figure;plot(I);
%%%% Berechnung der Ausgabesignale %%%%

ref = [I; Q]';
save ref.dat ref -ascii;
I=I;
Q=Q;
Amp = sqrt(I.*I+Q.*Q);
Amp = amp_max*Amp/max(Amp);
Phase = atan2(Q,I);

I_Phase = cos(Phase);
Q_Phase = sin(Phase);

Amp=[Amp-offset; -offset-Amp]';
Phase=[I_Phase; Q_Phase]';

save Amplitude.dat Amp -ascii;
save Phase.dat Phase -ascii;
%figure;
subplot(2,1,1);
hist(Amp(:,1),100);
subplot(2,1,2);
plot(I_Phase, Q_Phase, 'r');

```

Quelle: [69]

A.1.3. Berechnung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Modulationssignals

```
nbins=1000;
[h,intervallmitten]=hist(Amplitude_norm,nbins);
hist(Amplitude_norm,nbins),grid on
intervallbreite=(max(Amplitude_norm)+abs(min(Amplitude_norm)))/nbins;
wdf=h/(sum(h)*intervallbreite);
```

A.1.4. Leistungskodiereffizienz bei der konventionellen PLM

```
function [eta_pm]=Codeff(qmax,nmax,Tast,m,f0,fm)
eta_pm=0;
    spektrum=Spec(qmax,nmax,Tast,m,f0,fm);
    ns=(abs(spektrum(2,1+(f0/fm*nmax+qmax)+1)))^2+(abs(spektrum(2,-1+(f0/
        fm*nmax+qmax)+1)))^2;
    magspektrum=abs(spektrum).^2;
    summe=sum(magspektrum,2);
    summe=summe(2);
    eta_pm=ns/summe;
end
```


A.2. Layouts der entworfenen Schaltkreise

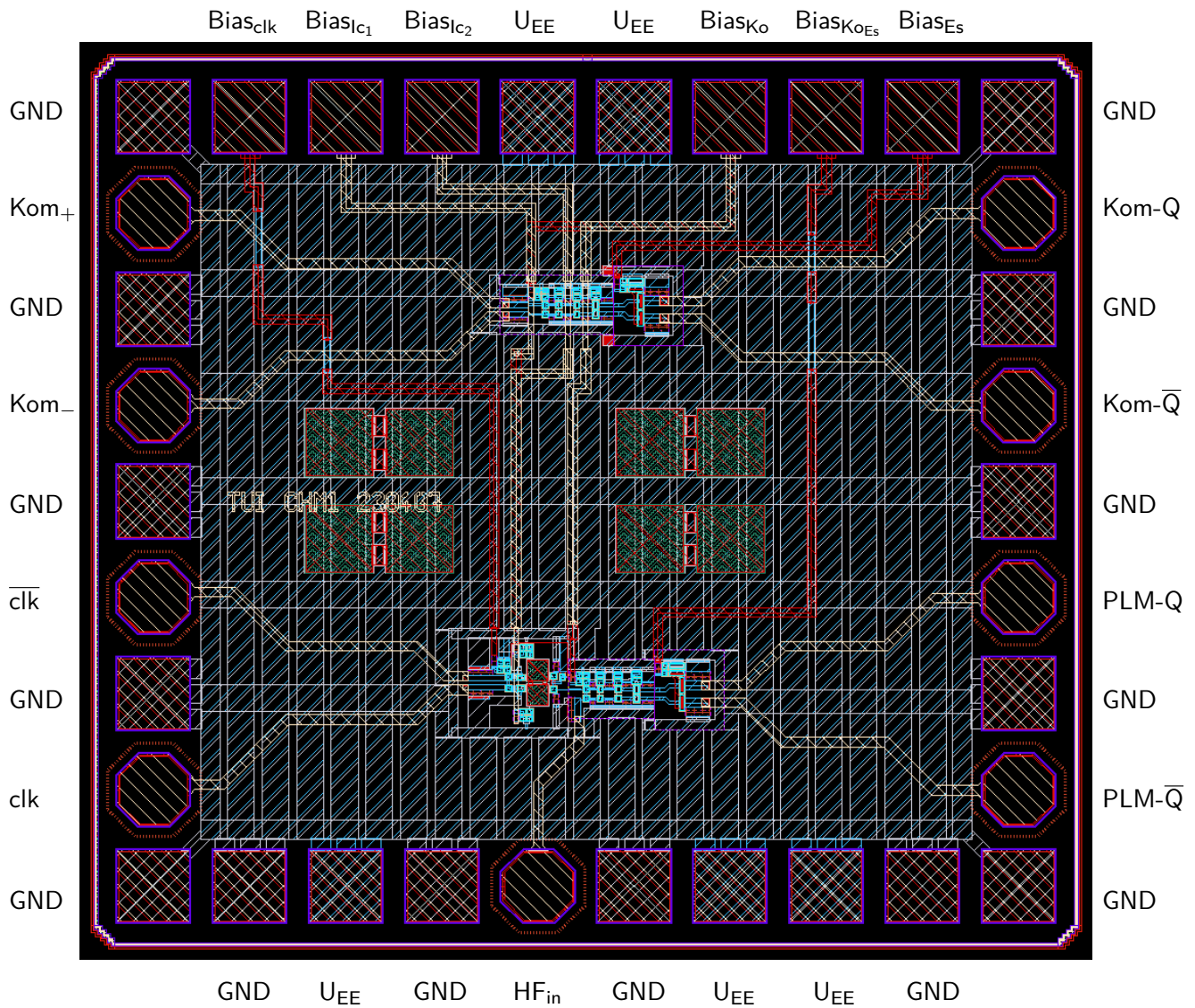


Abb. A.1.: Layout des PLM-Schaltkreises. Der Chip hat Abmessungen von $950\text{ }\mu\text{m} \times 1050\text{ }\mu\text{m}$.

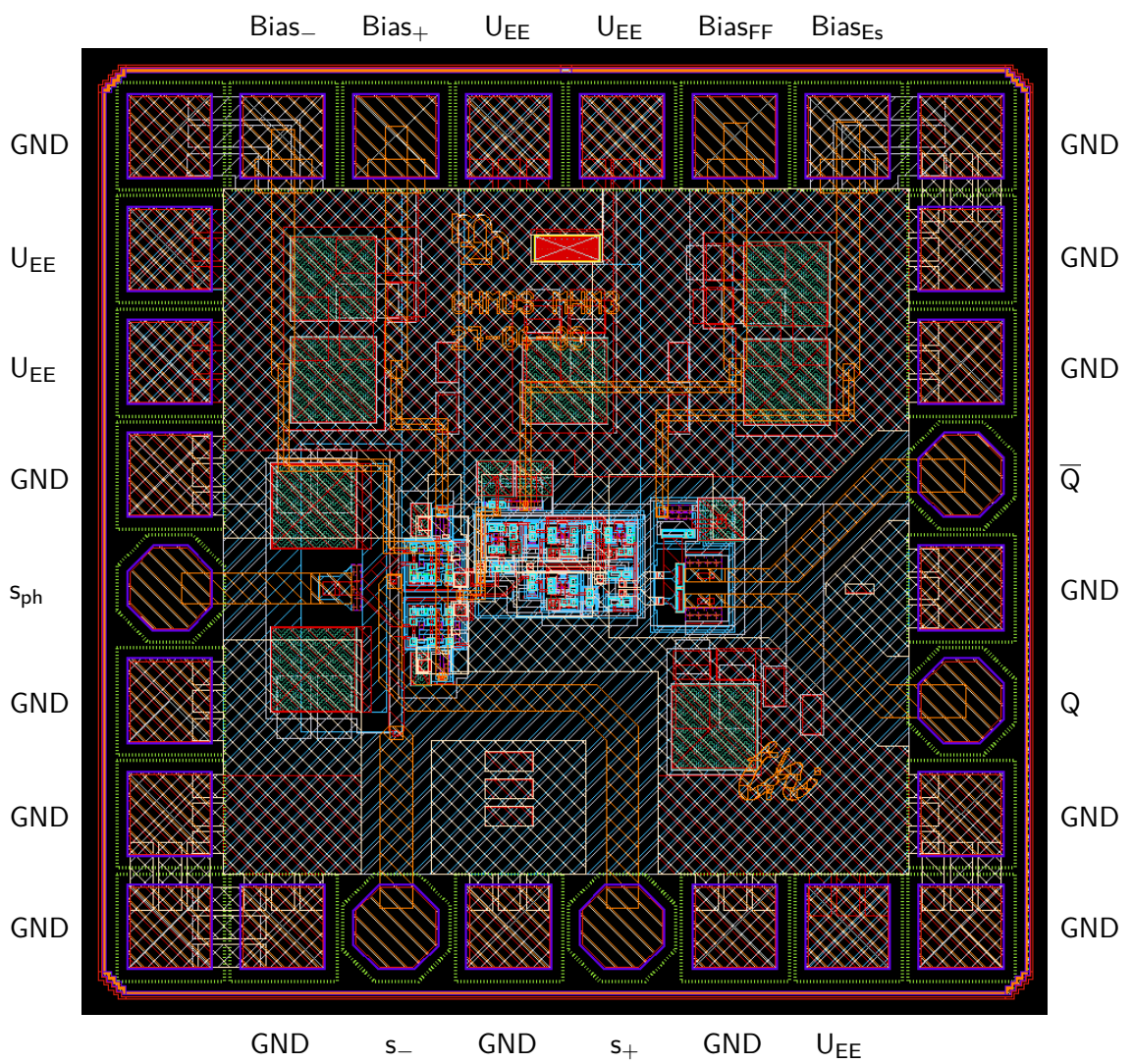


Abb. A.2.: Layout des Bandpass-PLM-Schaltkreises. Der Chip hat Abmessungen von $860\text{ }\mu\text{m} \times 860\text{ }\mu\text{m}$.

A.3. Weitere ACPR-Messwerte beim PLM

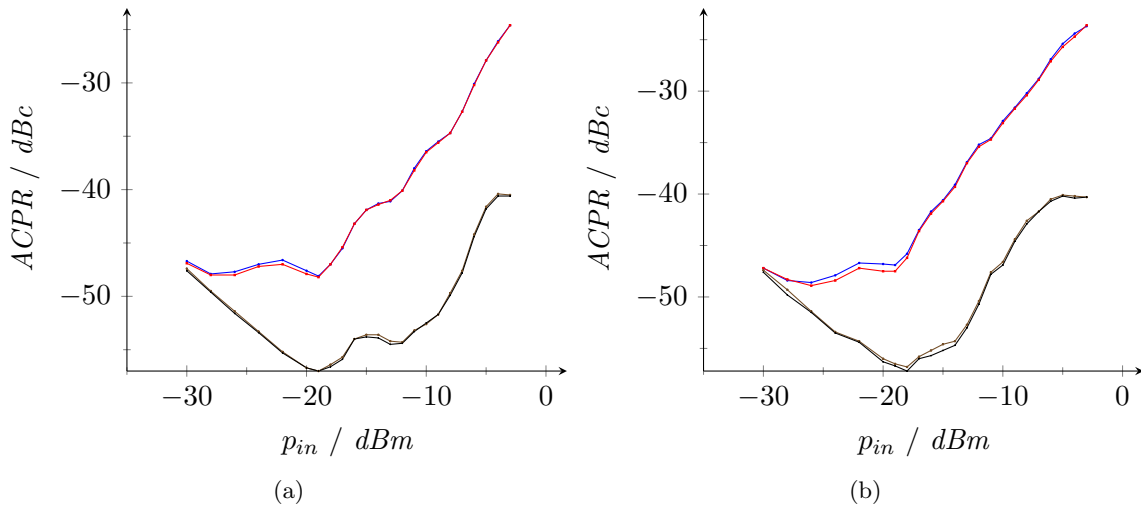


Abb. A.3.: ACPR für 900 MHz-QPSK- (a) und 450 MHz-16QAM- (b) Signale mit 1 MSym/s beim PLM. Es wurden eine Taktfrequenz von 1,82 GHz und ein Ladestrom von 1 mA verwendet. Bedeutung der Kurven für (a) und (b) (Abstand von der Mittenfrequenz, unteres bzw. oberes Seitenband): — 1,5 MHz USB; — 1,5 MHz OSB; — 3 MHz USB; — 3 MHz OSB.

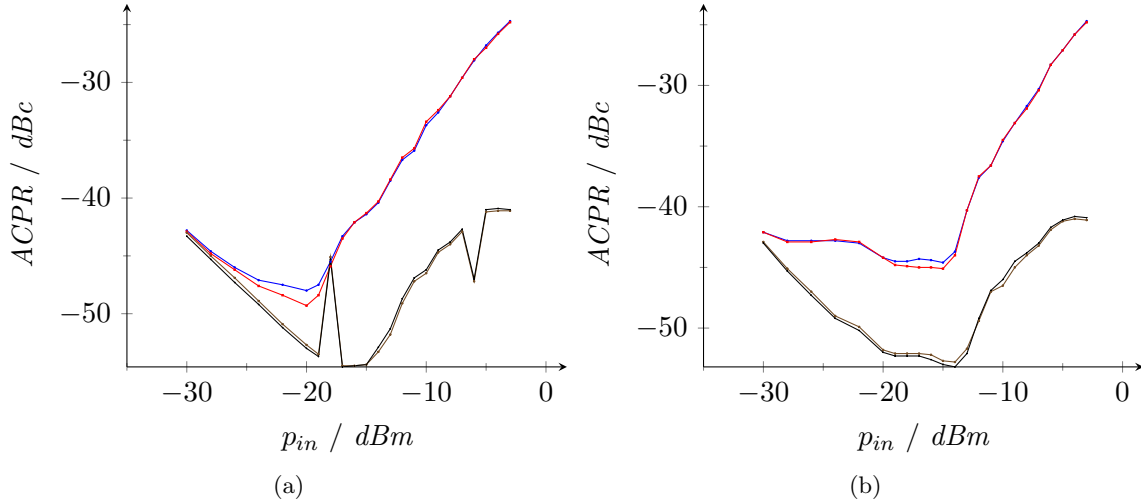


Abb. A.4.: ACPR für ein 16QAM-Signal mit 450 MHz (a) und 900 MHz (b) mit 3,125 MSym/s beim PLM. Es wurden eine Taktfrequenz von 1,82 GHz und ein Ladestrom von 1 mA verwendet. Bedeutung der Kurven für (a) und (b) (Abstand von der Mittenfrequenz, unteres bzw. oberes Seitenband): — 5 MHz USB; — 5 MHz OSB; — 10 MHz USB; — 10 MHz OSB.

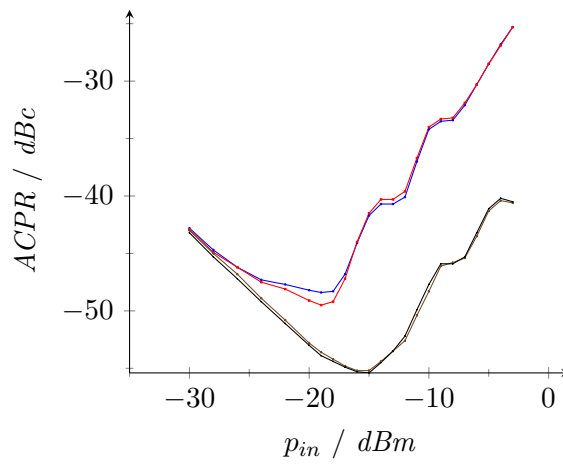


Abb. A.5.: ACPR für ein 450 MHz-QPSK-Signal mit 3,125 MSym/s beim PLM. Es wurden eine Taktfrequenz von 1,82 GHz und ein Ladestrom von 1 mA verwendet. Bedeutung der Kurven (Abstand von der Mittenfrequenz, unteres bzw. oberes Seitenband): — 5 MHz USB; — 5 MHz OSB; — 10 MHz USB; — 10 MHz OSB.

A.4. Konstellationsdiagramme und Spektren von Messungen an PLM und BP-PLM

A.4.1. Ausgangssignale des Signalgenerators *SMIQ* bei den PLM-Messungen

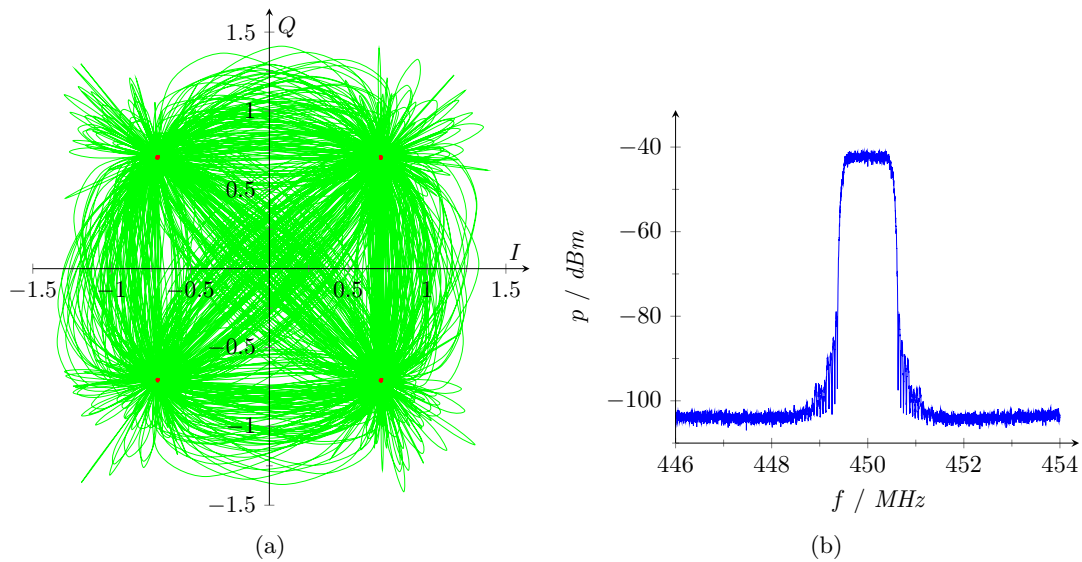


Abb. A.6.: QPSK-Signal, 450 MHz, 1 MSym/s, -20 dBm: (a) Konstellationsdiagramm; (b) Spektrum

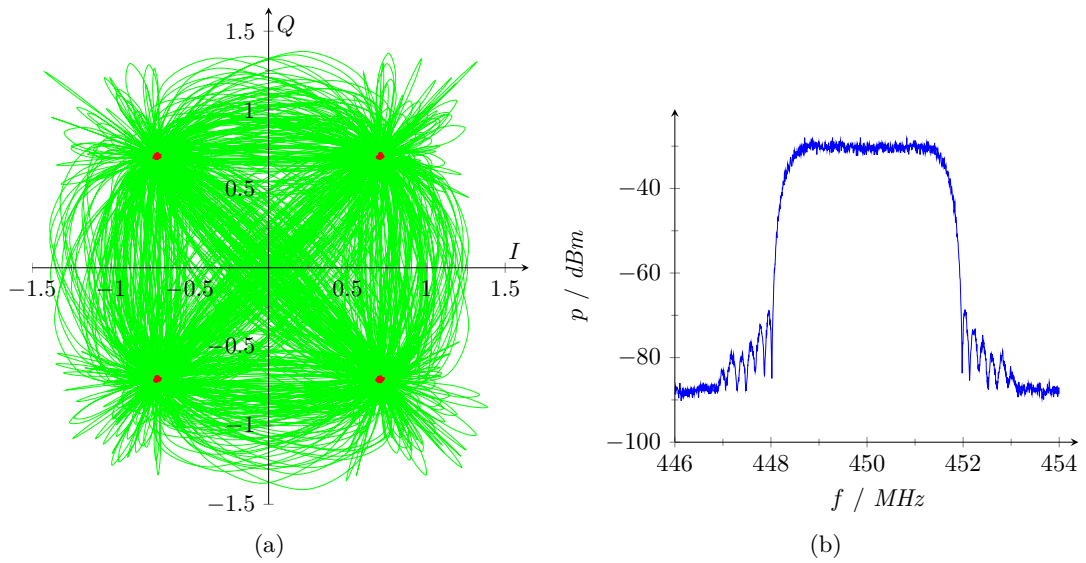


Abb. A.7.: QPSK-Signal, 450 MHz, 3.125 MSym/s, -8 dBm: (a) Konstellationsdiagramm;
(b) Spektrum

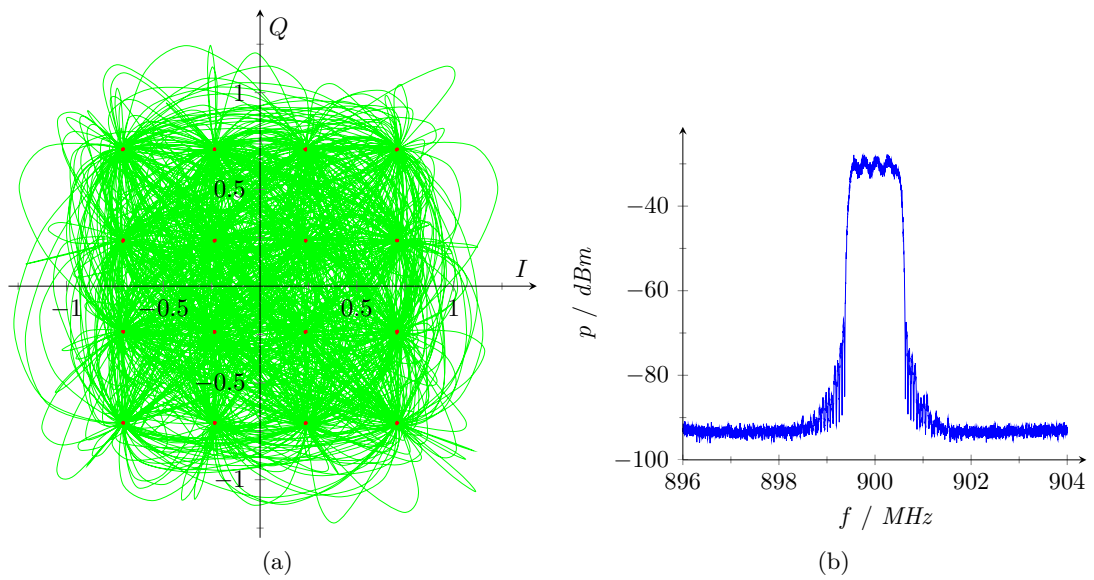


Abb. A.8.: 16QAM-Signal, 900 MHz, 1 MSym/s, -8 dBm: (a) Konstellationsdiagramm;
(b) Spektrum

A.4.2. Konstellationsdiagramme und Spektren von Messungen am PLM

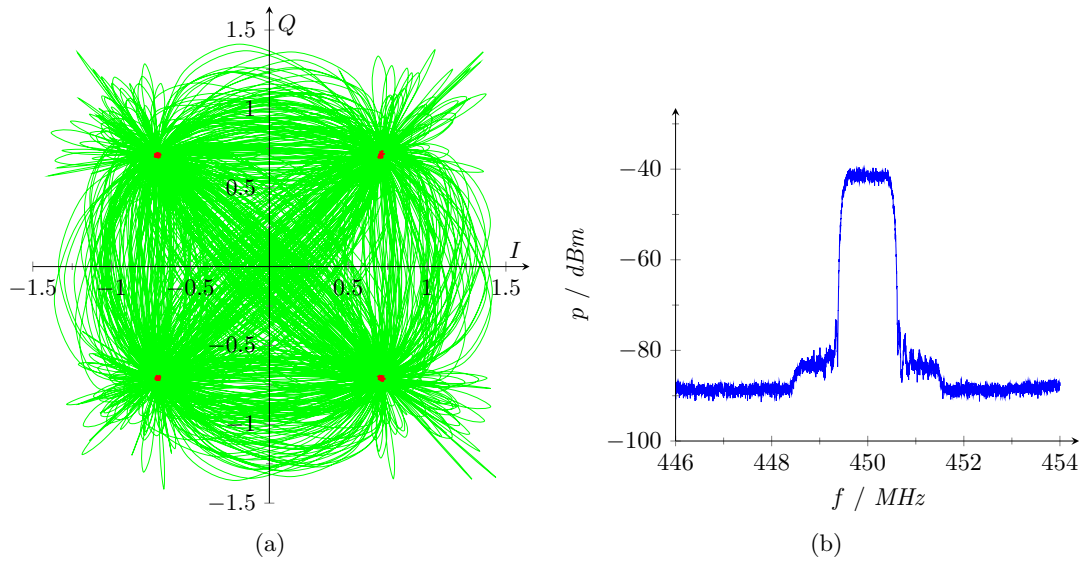


Abb. A.9.: QPSK-Signal, 450 MHz f_{in} , 1 MSym/s, -20 dBm, 1,82 GHz f_{clk} : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

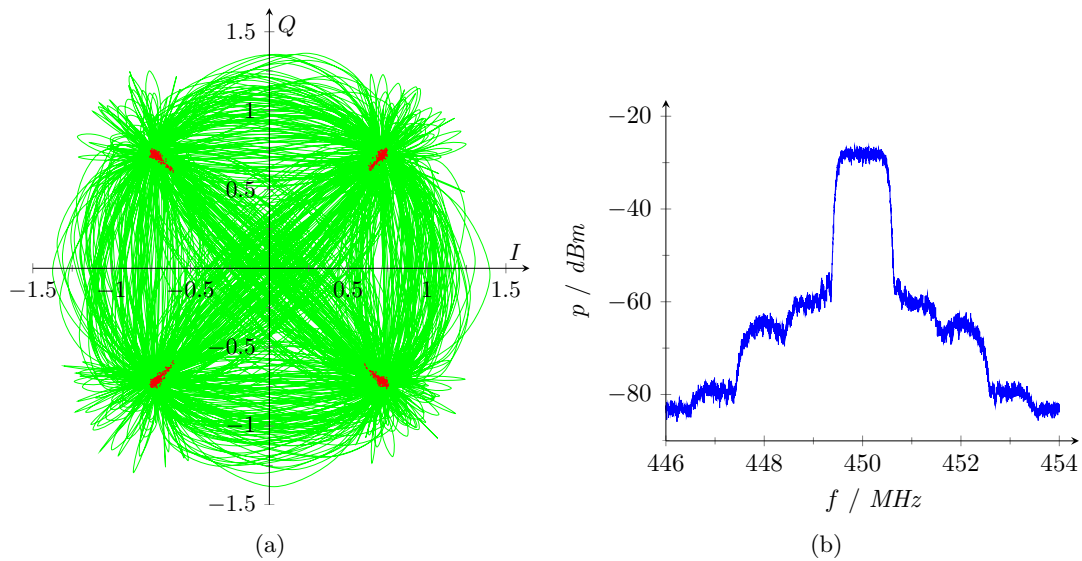


Abb. A.10.: QPSK-Signal, 450 MHz f_{in} , 1 MSym/s, -8 dBm, 1,82 GHz f_{clk} : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

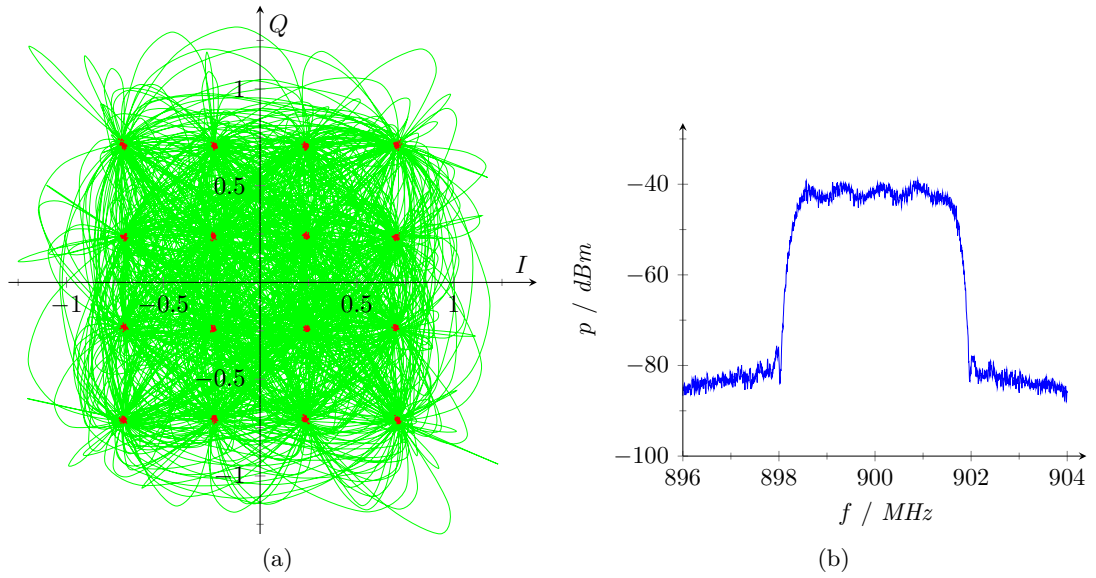


Abb. A.11.: 16QAM-Signal, 900 MHz f_{in} , 3,125 MSym/s, -20 dBm, 1,82 GHz f_{clk} : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

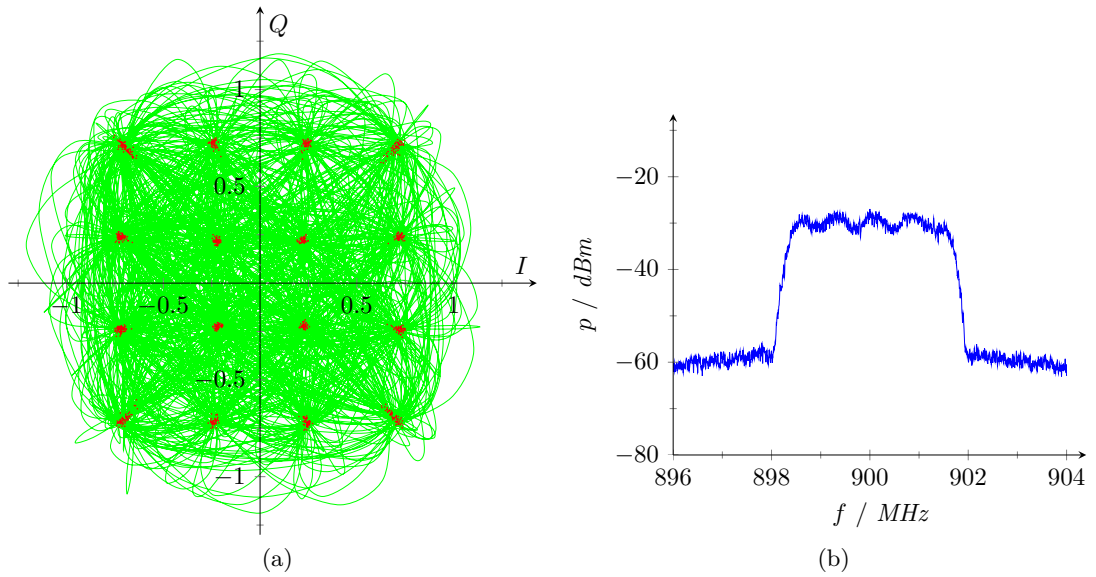


Abb. A.12.: 16QAM-Signal, 900 MHz f_{in} , 3,125 MSym/s, -9 dBm, 1,82 GHz f_{clk} : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

A.4.3. Konstellationsdiagramme und Spektren von Messungen am BP-PLM

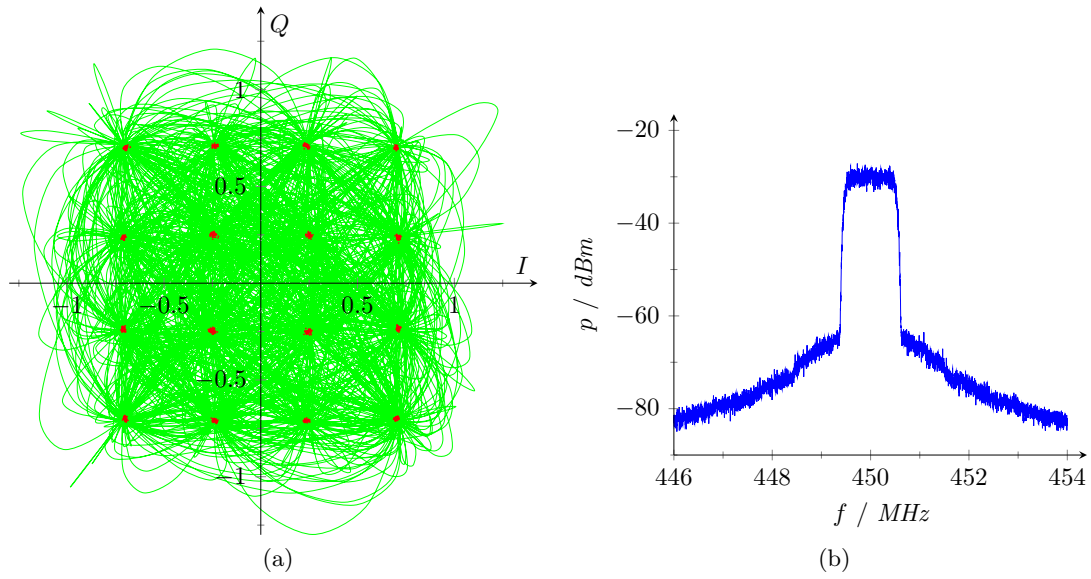


Abb. A.13.: 16QAM-Signal, 450 MHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

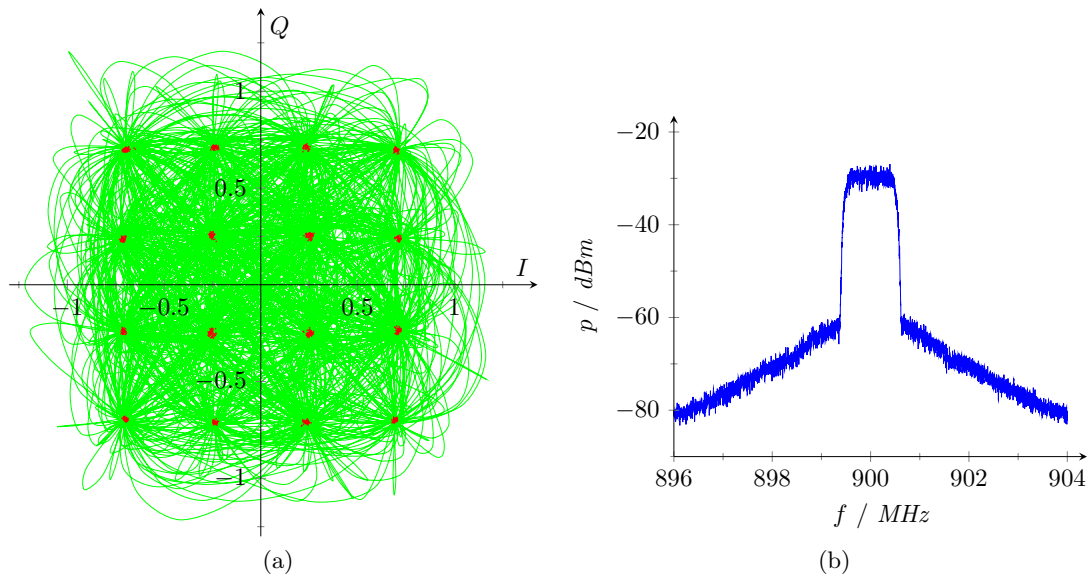


Abb. A.14.: 16QAM-Signal, 900 MHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

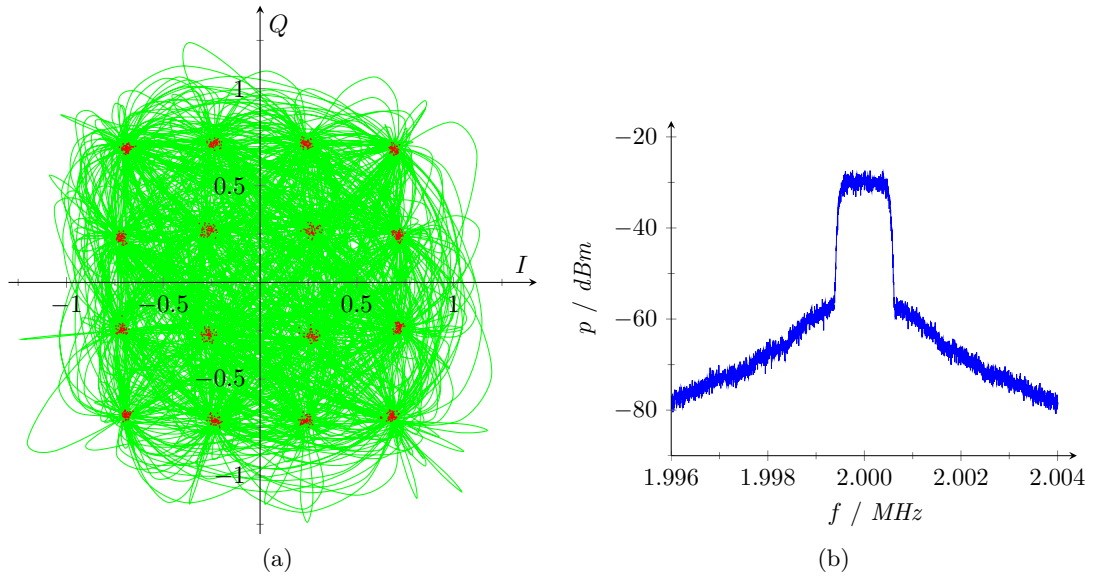


Abb. A.15.: 16QAM-Signal, 2 GHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

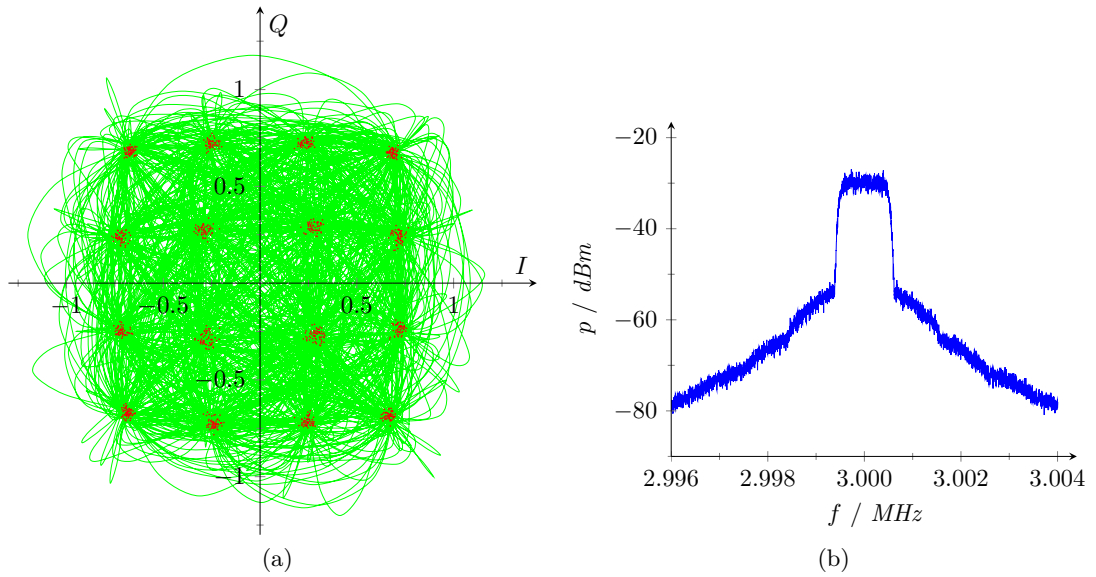


Abb. A.16.: 16QAM-Signal, 3 GHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

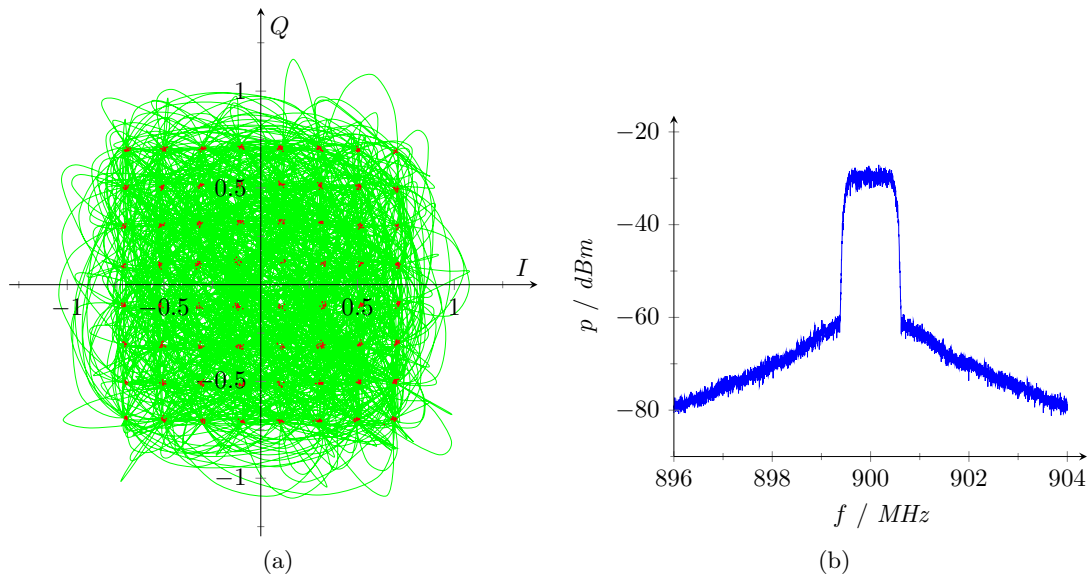


Abb. A.17.: 64QAM-Signal, 900 MHz f_{in} , 1 MSym/s, 500 mV \hat{s}_h : (a) Konstellationsdiagramm; (b) Ausgangsspektrum

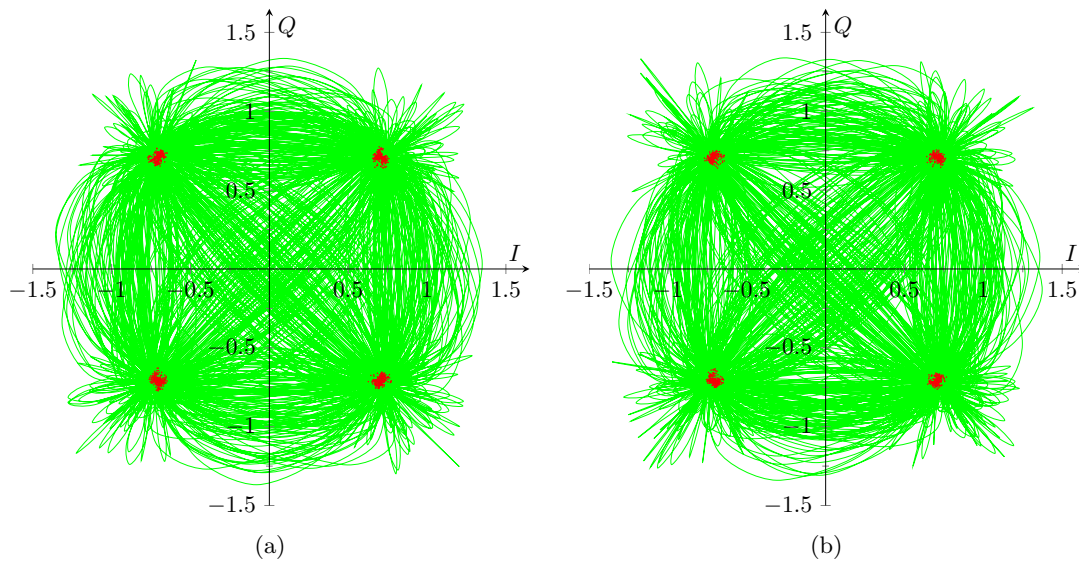


Abb. A.18.: QPSK-Signal, 3 GHz f_{in} , 1 bzw. 3,125 MSym/s, 500 mV und 50 mV \hat{s}_h : (a) Konstellationsdiagramm 500 mV; 3,125 MSym/s; (b) Konstellationsdiagramm 50 mV; 1 MSym/s